

# BEST AVAILABLE COPY PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-160835  
(43)Date of publication of application : 12.06.2001

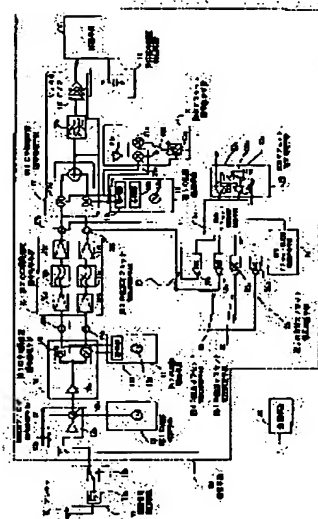
(51)Int.Cl. H04L 27/22  
H04B 1/26  
H04L 27/38

(21)Application number : 11-342831 (71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD  
(22)Date of filing : 02.12.1999 (72)Inventor : IMAGAWA YASUMI  
HARADA HIROYUKI  
YAMADA KAZUNORI  
HARUKI HIROSHI  
UI TAKASHI  
NAGASE KOICHI

## (54) WIRELESS RECEIVER

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a wireless receiver that can stably receive a wireless signal by effectively utilizing a conventional detection means so as to accurately adjust a DC offset voltage even when the frequency and received signal strength differ among a plurality of slots.  
**SOLUTION:** This receiver consists of a 1st intermediate frequency signal processing means 14 that orthogonally transforms a 1st intermediate frequency signal into a 2nd intermediate frequency signal, a 2nd intermediate frequency signal processing means 16 that limits a frequency band of the 2nd intermediate frequency signal, a 3rd intermediate frequency signal processing means 16 that orthogonally transforms an output signal from the 2nd intermediate frequency signal processing means into a 3rd intermediate frequency signal, a DC offset voltage amount decision means 22 that decides whether or not a voltage detected by the 3rd intermediate frequency signal processing means is a prescribed DC offset voltage, 1st and 2nd DC offset voltage adjustment means 25, 26 that roughly adjust the detected voltage, and 3rd and 4th DC offset voltage adjustment means 27, 28 that fine-adjust the result of the rough adjustment.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 10.06.2005  
[Date of sending the examiner's decision of rejection]  
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]  
[Date of final disposal for application]  
[Patent number]  
[Date of registration]  
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]  
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]  
[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-160835

(P2001-160835A)

(43) 公開日 平成13年6月12日 (2001.6.12)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

テーマコード<sup>\*</sup>(参考)

H 0 4 L 27/22

H 0 4 B 1/26

K 5 K 0 0 4

H 0 4 B 1/26

H 5 K 0 2 0

H 0 4 L 27/38

H 0 4 L 27/22

Z

27/00

G

審査請求 未請求 請求項の数14 O L (全 44 頁)

(21) 出願番号

特願平11-342831

(22) 出願日

平成11年12月2日 (1999.12.2)

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 今川 保美

石川県金沢市彦三町二丁目1番45号 株式会社松下通信金沢研究所内

(72) 発明者 原田 博之

石川県金沢市彦三町二丁目1番45号 株式会社松下通信金沢研究所内

(74) 代理人 100079544

弁理士 斎藤 勲

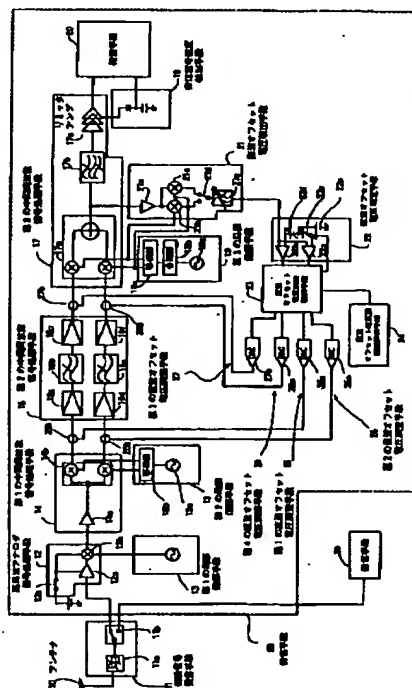
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線受信機

(57) 【要約】

【課題】従来の検波手段を有効に活用し、複数のスロット毎に異なる周波数及び受信信号強度でも正確に直流オフセット電圧を調整し安定して受信する受信機を提供する。

【解決の手段】第1の中間周波数信号を第2の中間周波数信号に直交変換する第1の中間周波数信号処理手段14と、第2の中間周波数信号を帯域制限する第2の中間周波数信号処理手段16と、前記第2の中間周波数信号処理手段の出力信号を直交変調して第3の中間周波数信号にする第3の中間周波数信号処理手段16と、第3の中間周波数信号処理手段で検出された電圧が所定の直流オフセット電圧かを判定する直流オフセット電圧量判定手段22と、検出された電圧を粗調整する第1、第2の直流オフセット電圧調整手段25、26と、粗調整の結果を微調整する第3、第4の直流オフセット電圧調整手段27、28とからなる。



**【特許請求の範囲】**

【請求項1】受信した無線信号を第1の中間周波数信号に周波数変換する信号処理手段と、前記第1の中間周波数信号をベースバンドI、Qの第2の中間周波数信号に直交変換する第1の中間周波数信号処理手段と、1対の直交する局部発振信号を出力する局部発振手段と、前記第2の中間周波数信号処理手段の出力信号を第3の中間周波数信号に直交変調する第2の中間周波数信号処理手段と、前記第3の中間周波数信号を検波する検波手段とを備えた間欠受信する無線受信機であって、前記第2の中間周波数信号処理手段の前記直交変調出力で生じるキャリアリークを、前記局部発振信号により位相検波し、周波数帯域制限することにより直流オフセット電圧を検出する直流オフセット電圧検出手段と、前記直流オフセット電圧検出手段の出力から収束あるいは未収束を判定する直流オフセット電圧判定手段と、前記直流オフセット電圧判定手段の出力に対応し、前記第1の中間周波数信号処理手段のI出力の直流電圧を直流オフセット電圧調整し、その調整値を保持手段に保持させる第1の直流オフセット電圧調整手段と、前記直流オフセット電圧判定手段の出力に対応し、前記第1の中間周波数信号処理手段のQ出力の直流電圧を直流オフセット電圧調整し、その調整値を前記保持手段に保持させる第2の直流オフセット電圧調整手段と、前記直流オフセット電圧判定手段の出力に対応し、前記第2の中間周波数信号処理手段のI入力 of 直流電圧を直流オフセット電圧調整し、その調整値を前記保持手段に保持する第3の直流オフセット電圧調整手段と、前記直流オフセット電圧判定手段の出力に対応し、前記第2の中間周波数信号処理手段のQ入力 of 直流電圧を直流オフセット電圧調整し、その調整値を前記保持手段に保持する第4の直流オフセット電圧調整手段とを備え、出力信号の直流オフセット電圧が最小となるよう自動調整するようにしたことを特徴とする無線受信機。

【請求項2】前記第1、第2の直流オフセット電圧調整手段は、前記第1の中間周波数信号処理手段のI、Q出力より後段の直流電圧を調整し、前記第3、第4の直流オフセット電圧調整手段は、前記第1、第2の直流オフセット電圧調整手段による直流電圧調整よりも後段であり前記第2の中間周波数信号処理手段のI、Q入力よりも前段の直流電圧を調整し、前記第1、第2の直流オフセット電圧調整手段は、少なくとも前記第3、第4の直流オフセット電圧調整手段により直流オフセット電圧調整可能な範囲以内にまで調整した後に、前記第3、第4の直流オフセット電圧調整手段により調整するようにしたことを特徴とする請求項1記載の無線受信機。

【請求項3】前記無線信号を複数の受信信号周波数に切り替えることが想定される場合、前記直流オフセット電圧調整量保持手段に対し直流オフセット電圧の調整値である周波数偏差に対する基準値を保持し、この基準値に

基づき、前記無線信号を複数の受信信号周波数に切り替え、予め前記直流オフセット電圧を調整し直流オフセット電圧の調整値である周波数偏差に対する補正值として前記直流オフセット電圧調整量保持手段で保持し、前記無線信号が異なる周波数に切り替えられたときに、前記直流オフセット電圧調整量保持手段から前記周波数偏差に対する補正值を読み出し、直流オフセット電圧を調整することを特徴とする請求項1記載の無線受信機。

【請求項4】前記第1の局部発振手段と前記第2の局部発振手段の少なくとも一方が、電圧制御型発振手段とPLL制御手段と基準発振手段とからなるPLL周波数シンセサイザで構成され、前記PLLシンセサイザの周波数設定情報により前記無線信号の周波数が異なる周波数に切り替わったと判定したとき、前記直流オフセット電圧調整量保持手段から周波数偏差に対する補正值を読み出し、直流オフセット電圧を調整することを特徴とする請求項3記載の無線受信機。

【請求項5】前記第3、第4の直流オフセット電圧調整手段の前記直流オフセット電圧調整量保持手段に保持されている調整値を検出して更新し、前記第2の中間周波数信号処理手段の直流オフセット電圧の調整において、その調整値がオーバーフローした状態が予め設定された時間もしくはスロット数の間で連続したときに、前記第1、第2、第3、第4の直流オフセット電圧調整手段をリセットし、再び前記第2の中間周波数信号処理手段の直流オフセット電圧を調整するようにしたことを特徴とする請求項1記載の無線受信機。

【請求項6】受信信号強度判定手段と、前記第1の中間周波数信号処理手段および前記第2の中間周波数信号処理手段に設けられた複数の利得設定手段と、前記受信信号強度判定手段により前記複数の利得設定手段の利得を切り替える利得制御手段とを備え、前記直流オフセット電圧保持手段は前記複数の利得設定手段に対応した、前記第1乃至第4の直流オフセット電圧調整手段における直流オフセット電圧の調整値を保持し、前記複数の利得設定手段により設定された利得状態に対応した直流オフセット電圧の調整値を前記オフセット電圧調整量保持手段から読み出して直流オフセット電圧を調整するようにしたことを特徴とする請求項1記載の無線受信機。

【請求項7】前記複数の利得設定手段の利得を切り替える前記利得制御手段は、単位時間間隔ごとに前記受信信号強度判定手段の結果をサンプリングし、受信信号強度が予め設定した値を越え、かつ単位時間内での受信信号強度の変化が予め設定した変化量を越えた場合に、利得を切り替えることを特徴とする請求項6記載の無線受信機。

【請求項8】前記利得制御手段は、前記複数の受信信号強度を判定する受信信号強度判定手段の出力のうち、前記利得設定手段の利得状態に対応して、利得を下げるための判定出力と、利得を上げるための判定出力とを選択

し、予め設定されたスロット内のタイミングで前記出力をサンプリングし、そのサンプリング値を前記利得制御手段に設けられた利得状態保持手段に記憶し、次のスロットの利得は前記利得状態保持手段から読み出して切り替えることを特徴とする請求項6記載の無線受信機。

【請求項9】前記第1の局部発振手段は前記無線信号のほぼ $2/5$ の周波数を出力し、その出力の2倍周波数を出力する2通倍手段で構成され、前記第2の局部発振手段は前記第1の局部発振手段の無線信号のほぼ $2/5$ の周波数の出力を2分周すると同時に一對の直交出力を得ることを特徴とする請求項1記載の無線受信機。

【請求項10】PLL周波数シンセサイザで構成された前記第1の局部発振手段は前記無線信号のほぼ $4/5$ の周波数を出力し、前記第2の局部発振手段は前記第1の局部発振手段の出力を4分周すると同時に一對の直交出力を得、前記第3の局部発振手段は前記基準発信手段の出力を分周すると同時に一對の直交出力を得ることを特徴とする請求項1記載の無線受信機。

【請求項11】複数の電流値に切り替えられる2のべき乗からなる複数の吸い込み（吐き出し）型電流源と、それぞれの前記電流源を動作制御するスイッチと、前記2のべき乗からなる複数の吸い込み（吐き出し）型電流源の最上位ビットと同一の電流である吐き出し（吸い込み）電流源とからなり、前記複数の電流値に切り替えられる2のべき乗からなる吸い込み（吐き出し）型電流源と前記最上位ビットと同一の電流である吐き出し（吸い込み）電流源とはその各電流を比例して制御するようにしたことを特徴とするDAコンバータ。

【請求項12】前記第2の中間周波数信号処理手段から出力され前記第2の中間周波数信号処理手段において直交変調される一對のI及びQ信号と、前記第3の局部発振手段から出力される一對の直交する信号のどちらか一方の一對の出力信号であって、その一對の出力信号のうち少なくともどちらか一方の信号を停止することにより直流オフセット電圧を調整することを特徴とする請求項1記載の無線受信機。

【請求項13】複数のスロットで構成されたフレームからなる無線システムにおいて、前記利得制御手段は1フレーム中の異なる受信信号強度の複数のスロットを用いて受信動作するとき、受信するスロットの数だけスロットに整理番号を与え、各受信スロット毎に前記受信信号強度判定手段の出力のうち、前記利得設定手段の利得状態に対応して、利得を下げるための1つの判定出力と、利得を上げるための1つの判定出力を選択し、予め設定されたスロット内のタイミングで前記出力をサンプリングし、その値を前記整理番号に対応して前記利得状態保持手段に記憶し、次のフレームで受信する複数のスロットの利得設定は前記整理番号により指定された値を前記利得状態保持手段から読み出し、利得を切り替えることを特徴とする請求項6記載の無線受信機。

【請求項14】前記複数の利得制御手段により設定された利得状態に対応した前記直流オフセット電圧調整量保持手段に保持された直流オフセット電圧の調整値は、前記複数の利得制御手段のうち予め決められた利得状態で、前記第1、2、3、4の直流オフセット電圧調整手段により調整され前記直流オフセット電圧調整量保持手段に利得状態に対する基準値として保持され、この基準値に基づき前記複数の利得設定手段により異なる利得状態で直流オフセット電圧を調整し、得られた調整値を前記利得状態に対する補正值として直流オフセット電圧調整量保持手段に保持され、前記複数の利得設定手段により利得状態が切り替えられたときは、前記直流オフセット電圧調整量保持手段から前記切り替えられた利得状態に対応する補正值を読み出して直流オフセット電圧を調整するようにしたことを特徴とする請求項6記載の無線受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、間欠的に受信動作する無線受信機であって、特に直交するベースバンドのI、Qアナログ信号、すなわちゼロIF（ゼロ中間周波数）をもとに信号処理し、検波・復調するよう構成し、ベースバンドで生じた直流オフセット電圧を自動調整するようにした無線受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、ダイレクトコンバージョン受信方式に代表されるゼロIF受信機が無線端末の小型化及びローコスト化を実現する手段のひとつとして注目されている。以下、その第1の例を、図37に示す代表的なダイレクトコンバージョン受信機により説明する。図37は直流オフセット電圧調整機能と自動利得制御機能を有するゼロIF受信機の第1の従来例の構成を示すブロック図である。

【0003】図37において、アンテナ501で受信した無線信号は、多段階の利得設定手段を有する高周波アナログ信号処理手段502の低雑音アンプ502aで増幅され、直交ミキサ502bにおいて、無線信号とほぼ同じ周波数である局部発振手段503の局部発振器503aの出力を直交位相関係の2つの出力とする移相器503bのそれぞれの出力とをミキシングして、直交関係にあるベースバンドのI、Q信号すなわちゼロIFに直接変換される。ベースバンド信号処理手段505は、ベースバンド増幅器505a、505cで受信信号を所望のレベルまで増幅し、チャネル選択フィルタ505b、505dで帯域を制限して不要波を除去する。中間周波数信号処理手段508で検波・復調するためにアナログ信号処理された受信信号とインターフェースをとる後処理を行い、検波手段509で検波・復調する。このダイレクトコンバージョン受信方式ではベースバンドに生じる直流オフセット電圧は、各回路ブロック間を容量結合

504a、504b、507a、507bにより補正するようにしていた。

【0004】また、受信した無線信号に対して無線受信機のダイナミックレンジを広くとる手段としては自動利得制御が有効である。それは、受信した無線信号の強度を検出し、自動利得制御手段510により高周波アナログ信号処理手段502に設けられている複数の利得切り替え手段による多段階の利得設定手段により自動利得制御を行うようにしていた。

【0005】ダイレクトコンバージョン受信機をはじめとするゼロIF受信機では、ベースバンドに生じる直流オフセット電圧の原因として、直交ミキサの自己ミキシングとベースバンド信号処理手段を構成する素子間の不整合性によるものが代表的な原因である。

【0006】以下、図37に基づき、直流オフセット電圧の発生原因について説明する。無線信号と局部発振手段503の周波数がほぼ等しい、直接ベースバンドに直交復調するダイレクトコンバージョン受信機では、集積回路化された直交ミキサ502bのLOポート502e、502f入力レベルは通常100dBuVEMF以上必要である。直交ミキサ502bのLOポート502e、502fからRFポート502dへのポート間の空間結合等によるアイソレーションは20dB～40dB程度得られる。しかし、RFポート502dへは常にLOポート502e、502fから60～80dBuVEMFの局部発振手段の出力信号が漏洩している。LOポート502e、502fとRFポート502d間のアイソレーション及び位相は空間結合状態等により変化する。RFポート502dとLOポート502e、502fの信号が同一周波数であり、直交ミキサ502bは自己ミキシングによる位相検波動作を行い位相差に応じた直流成分をベースバンドに出力する。このため、直流オフセット電圧補正のない無線受信機では各回路ブロック間は容量結合する必要がある。

【0007】また、低雑音アンプ502aの出力502d（直交ミキサ502bのRFポート）から入力502cへのアイソレーションは20dBから30dB程度確保できるが、低雑音アンプ502aの入力502cには30～60dBdBuVEMFの無線信号とほぼ同じ周波数の局部発振手段の出力信号が漏洩する。この信号がアンテナ501を通して輻射される。この場合、他の無線受信機へ妨害を与える可能性があった。

【0008】次に、図37に基づき、直流オフセット電圧の補正について説明する。自己ミキシングやベースバンド信号処理手段での素子間の不整合性により生じた直流オフセット電圧を除去するために各回路ブロック間は容量結合が必要となる。また、間欠受信動作時の受信機電源断からの起動においては容量結合両端の直流電圧が安定し、受信可能となる電圧平衡状態までの時定数が結合容量値に比例して長くなる。ページャなどのフレーム

長が長い信号フォーマットシステムにおいては、間欠受信動作時の受信機電源断からの起動では、十分な起動時間が確保できるが、PDC、PHSなどに代表されるTDM方式のフレーム長の短い信号フォーマットシステムにおいては、間欠受信動作時の電源断からの起動時間は確保するのが難しい。

【0009】また、低変調指数の2値及び多値FSK、PSK、QAMなどの様に直流域においても信号成分が存在する変調方式の場合には、容量結合504a、504b、507a、507bによりHPF（ハイパスフィルタ）特性を示すため、信号スペクトラムの直流近傍が欠落してしまう。この結果、ベースバンドのI、Qの信号帯域内の信号欠落と群遅延偏差が大きくなり、符号間干渉などにより受信特性が劣化する可能性があった。

【0010】次に、図37及び図38に基づき、自動利得制御について説明する。図38において、511は直流バイアス変動、512は直流バイアス安定時間を示す。自動利得制御手段510により、高周波アナログ信号処理手段502の利得切り替えを行った場合に、ベースバンド信号処理手段505では、直流バイアス変動511が発生し結合容量504a、504b、507a、507bによる直流バイアス安定時定数512のため、受信可能な電圧平衡状態になる前に所望の無線信号が入力され、受信特性が劣化することがあった。

【0011】以下、従来技術の第2の例として、図39に基づき、ベースバンド信号処理手段を直流的に結合し、再度直交変調する構成の無線受信機を説明する。図39は直流オフセット電圧調整機能と自動利得制御機能を有するゼロIF受信機の第2の従来例の構成を示すブロック図である。図39に示す無線受信機は特開平7-111471号公報の記載に基づくものである。

【0012】以下の説明において、図37に示す符号と同一の符号を有するものは同様な機能のものである。図39において、アンテナ501と高周波アナログ信号処理手段502と局部発振手段503は、第1の例と同様であり説明は省略する。ベースバンド信号処理手段505は、チャネル選択フィルタ505b、505dで帯域を制限して不要波を除去する。ベースバンド信号出力と、局部発振手段523の局部発振器523aの出力を直交位相関係の2つの出力とする移相器523bを中間周波数信号処理手段522のミキサ522a、522eと加算器522iからなる直交変調器で再変調する。バンドパスフィルタ（以下BPF）522jで帯域を制限し、リミッタアンプ522kで振幅制限し、検波手段509で検波・復調する。I、Qそれぞれのベースバンドで生じた直流オフセット電圧はミキサ522a、522eで直流オフセット電圧に対応したキャリアリークとなって現れる。ミキサ522b、522fでミキサ522a、522eと同一の局部発振信号でミキシングし、フィルタ522c、522gで高周波成分を除去すると直

流オフセット電圧に対応した検波出力電圧が得られる。

【0013】その後、誤差増幅アンプ522d、522hで増幅し減算器521a、521bにアナログ負帰還524a、524bをかけることにより中間周波数信号処理手段522のキャリアリークを抑圧することが出来る。この結果ベースバンドの直流オフセット電圧を補正することになる。また、無線信号の受信信号強度を検出し、自動利得制御手段510により、高周波アナログ信号処理手段502にアナログ負帰還525を構成し自動利得制御を行うようにしていた。

【0014】次に、図39に基づき、直流オフセット電圧の補正について説明する。この構成では、直流オフセット電圧の補正はアナログ負帰還で構成しているため、安定した動作を実現するためには、ループ時定数が長くなり直流オフセット電圧補正が完了するまでの補正時間が長くなる。更に、受信機電源断からの起動において、高速に動作を開始するために急速起動回路等に対応することも考えられるが、PHS、PDCなどのTDMA方式のようにフレーム長の短い信号フォーマットシステムにおいては、起動時間を十分確保できない可能性があった。

【0015】またこの構成の直流オフセット電圧補正手段では、アナログ負帰還524a、524bにより見かけ上直流結合が可能だが、アナログ帰還による構成であるため、HPFと同様の周波数特性となるため、ベースバンドのI、Qの信号帯域内の信号欠落と群遅延偏差が大きくなり、符号間干渉などにより受信特性が劣化する可能性があった。更に、ベースバンドのI、Qの直流オフセット電圧を同時に補正するため、ベースバンドのI、Qにそれぞれ直流オフセット電圧補正回路が必要となり回路規模を大きくしていた。

【0016】次に、図39に基づき、自動利得制御について説明する。図39において、この構成では、自動利得制御はアナログ負帰還525で構成しているため、安定した動作を実現するためにはループ時定数が長くなり、利得設定が完了するまでの収束時間が長くなる。更に、受信機電源断からの起動においては、PHS、PDCなどのTDMA方式のようにフレーム長の短い信号フォーマットシステムにおいては利得設定が完了するまでの収束時間を確保することができない。

【0017】以下、従来技術の第3の例として、図40に基づき、短いフレーム長の信号フォーマットに対応したベースバンド信号処理部の直流オフセット電圧補正手段により、ベースバンド信号処理手段を直流結合した無線受信機により説明する。図40は直流オフセット電圧調整機能と自動利得制御機能を有するゼロIF受信機の第3の従来例の構成を示すブロック図である。図40に示す無線受信機は特開平7-111471号公報の記載に基づくものである。

【0018】図40において、アンテナ501で受信し

た無線信号は、無線信号を切断するスイッチ手段559を通過し、高周波アナログ信号処理手段551の多段階の利得設定手段を有する低雑音アンプ551aで増幅され、局部発振手段552とミキサ551bでミキシングし、フィルタ551cで不要波を除去し、中間周波数とほぼ同じ周波数である局部発振手段554の局部発振器554aの出力を一对の直交位相関係の出力とする移相器554bのそれぞれ出力とを直交ミキサ553でミキシングし、直交関係にあるベースバンドのI、Q信号、すなわちゼロIFに変換する。ベースバンド信号処理手段555では、チャンネル選択フィルタ555b、555eで帯域制限して不要波を除去し、多段階の利得設定手段を有するベースバンド増幅器555c、555fで受信信号を所望のレベルまで増幅する。

【0019】ベースバンド増幅器555c、555fで増幅された受信信号はADコンバータ556a、556bで量子化され、検波手段509で検波・復調される。またベースバンド直流オフセット電圧の補正は、ADコンバータ556a、556bの出力をデジタル信号処理手段557に設けられた、直流オフセット電圧検出手段557a、557dにおいて直流オフセット電圧を検出し、その値を直流オフセット電圧保持手段557b、557fに保持し、DAコンバータ558a、558bによりアナログ量に変換して出力し、減算器555a、555dで減算することにより行われる。また、直流オフセット電圧の補正後は減算器557c、557gでデジタル的に補正するようにしていた。また、自動利得制御は、無線信号強度を検出して、自動利得制御510により低雑音アンプ551aと、ベースバンド増幅器555c、555fの可変利得機能を制御することにより行うようにしていた。

【0020】次に、図40及び図41を参照して、直流オフセット電圧の補正について詳細に説明する。図41は図40に示す無線受信機のスイッチ手段559の詳細を示す図である。スイッチ手段559はスイッチ559a、559bと終端器559cとから構成される。

【0021】図40及び図41において、ベースバンドI、Qの直流オフセット電圧の補正を行う際、高周波アナログ信号処理手段551に対する無線信号を無入力とするため、スイッチ手段559のスイッチ559aによりアンテナ501と低雑音アンプ551aを解放し、変わってスイッチ559bを閉じ、低雑音アンプ入力を終端器559cで終端して無入力状態をつくる。しかし、通常TDMA方式で使用するアンテナスイッチにおいては解放時の入力ー出力間アイソレーションは30dB程度しか確保できない、また低雑音アンプ551a入力が終端されていても完全な無入力状態とすることは難しく、更に高周波信号をスイッチする箇所が増えるため、アンテナ501で受信した無線信号の強度が低下して感度が劣化してしまうという可能性があった。



【0022】また局部発振手段552と局部発振手段554の周波数関係が、無線信号周波数に対し、それぞれ $4/5$ と $1/5$ の周波数である場合、受信する無線信号に応じて局部発振手段554の周波数も変化させる必要がある。直流オフセット電圧の補正が完了している状態で無線信号周波数が切り替えられた場合には、直交ミキサ553のLOポート553b、553cからRFポート553aへの漏洩信号は漏洩経路の周波数特性により、位相・振幅が変化し、自己ミキシングによるベースバンド出力の直流オフセット電圧が変化する。その結果、直流オフセット電圧の補正に誤差が生じ、受信した無線信号と直流オフセット電圧をそれぞれS、NとしたときのSN比が確保出来なくなり感度が劣化してしまうという可能性があった。

【0023】また、直流オフセット電圧の補正は、受信スロット以外の期間に行う必要がある（前述の特開7-111471号でも示している）。通常の通信においては、決められた送信、受信各1スロットを用いるが、高速データ転送を行う場合には、受信スロットを複数使用した多スロット受信を実現することができる。受信該当スロットと同一周波数の次隣接スロットを使用する場合は、ゼロIF受信機においても比較的容易に実現できる。しかし、受信該当スロットと異なる周波数の次隣接スロットの2スロット以上を連続して用いるような受信の場合には、直流オフセット電圧を補正する期間を確保することができない可能性があった。

【0024】また、受信該当スロットで直流オフセット電圧を検出し補正する方法においても、受信該当スロットが異なる周波数の複数スロットを受信する場合には、先に説明したように受信周波数によって直流オフセット電圧が変化し、各スロットの受信毎に保持値が更新され安定した受信ができない可能性があった。また、複数スロットの直流オフセット電圧の平均を取った場合にも、平均をとるスロット毎に周波数が異なるため、誤差が大きくなり精度よく直流オフセット電圧補正が出来ず、そのため、多スロットを用いる場合には受信する全ての周波数と受信信号強度に対応した利得設定と直流オフセット電圧補正に対応した制御をしなくてはならなかった。

【0025】次に、図40及び図42の(A)、(B)、(C)を参照して、上記従来の無線受信機における自動利得制御について詳細に説明する。図42はTDMA/TDDシステムの信号フォーマットを示す図であり、(A)はTDMA/TDDシステムの送信スロット及び受信スロットのフォーマットを示す図、(B)はTDMAシステムにおける受信制御スロットのフォーマットを示す図、(C)はTDMAシステムにおける受信通信スロットのフォーマットを示す図である。

【0026】受信無線信号が過大信号強度である条件では、ADコンバータのオーバーフローを検出し、自動利得制御手段510により、無線受信機の利得を下げる動

作を行う。しかし、自動利得制御手段510により最小利得に設定した状態においてもADコンバータがオーバーフローした場合は、受信特性が大幅に劣化してしまう可能性があった。ここで、図42(A)を参照して、受信する信号フォーマットの例について説明する。581aから581dは送信スロット、582aから582dは受信スロットであり、フレーム580は送信スロットと受信スロットの合計8スロットを1フレームとして表す。

【0027】図42(B)に制御スロットフォーマット583を示す。583aは受信前スロット、583bは前縁ガードビット(G)、583cはスタートシンボル(SS)、583dはプリアンプ(PR)、583eはユニークワード(UW)、583fは制御信号(CA)、583gは後縁ガードビット(G)、583hは受信後スロットからなり、583iが制御スロット構成における1スロットを表している。図43(C)に通信スロットフォーマット584を示す。584aは受信前スロット、584bは前縁ガードビット(G)、584cはスタートシンボル(SS)、584dはプリアンプ(PR)、584eはユニークワード(UW)、584fは情報信号(I)、584gは後縁ガードビット(G)、584hは受信後スロットからなり、584iが通信スロット構成における1スロットを表している。

【0028】特に、制御スロットフォーマット583における自動利得制御について図42(A)、(B)に基づき説明する。いま受信スロット582bが受信該当スロットとすると、スロット583iが該当スロットの構成となる。受信該当スロットであるスロット583iにおいて、自動利得制御手段510は、PR583dで無線受信機の利得設定を行い、UW583eを受信するが、PR583dは無線基地局と検波手段509に設けられた受信動作を司る制御系と同期を確立し、復調動作をするために必要となる。確実に同期を確立するためには、余裕を含めPR583dの半分以上のビットは必要となる場合が多く、UW583eから受信した場合には安定した受信特性を得ることが難しい場合がある。また、この状態では電源投入初期の同期確立ができない危険性もある。

【0029】また、無線信号にフェージングがある場合には、PR583d以外、例えばUW583eの期間でADコンバータがオーバーフローもしくは所定のレベル以下に無線信号の受信信号強度が変化したことを検出した場合に、自動利得制御手段510による利得切り替えの動作が実行される。この結果、受信該当スロットの検波・復調は正しく行うことができない可能性があった。

【0030】次に、図40を参照して、消費電流について説明する。ダイレクトコンバージョン受信機をはじめとするゼロIF受信機は、ベースバンドのI、Qに変換するための直交ミキサ553と能動素子で構成されたチ

チャネル選択フィルタ555b、555eがI、Qそれぞれに配置される構成であるため、スーパーヘテロダイン受信機と比較して消費電流が増加する傾向にあり、携帯機における電池の使用時間が短くなる。

【0031】以下、この事項について詳細に説明する。ベースバンド信号をADコンバータで量子化し検波・復調動作するゼロIF受信機では、感度点信号強度と直流オフセット電圧との比がおおむね20dB以上必要となる。また、ゼロIF受信機では通常アンテナ入力からベースバンド出力までの利得は60～70dB程度必要である。BER（ビットエラーレート）＝ $10^{-2}$ となるアンテナ入力端換算無線信号強度を感度とすると、ベースバンド出力信号強度は $86\text{ dBuVEMF} = 20\text{ mVrms}$ となる。このとき、ベースバンド信号処理手段555の出力直流オフセット電圧を2mV以下に補正しなくては感度特性を劣化させる原因となる。ADコンバータ556a、556bの検出電圧範囲が3Vであったとき、2mVを検出するためには10ビット以上のADコンバータが必要となる。また、伝送レートが384kbp/sのQPSKで変調された場合、ベースバンドのI、Q出力は192kbp/sの1倍以上サンプリングが必要となる。逐次比較の比較型で10ビット、200kps（サンプル/秒）のADコンバータを構成すると、3mAから5mA程度の電流を消費し、I、Qそれぞれに配置する必要がある。携帯端末に应用すると無線受信機の消費電流が大幅に増加するため、電池の使用可能時間が更に短くなる。

【0032】また現在のQPSK変調を用いた無線通信に用いられるスーパーヘテロダイン受信機では、受信ブロックからリミッティング波形で出力し、検波・復調手段と接続する方法が広く用いられている。しかしながら、上記、従来技術の第3の例では、ADコンバータ556a、556bにより検波手段509と接続するため、検波手段を新たに設計する必要があり、従来の検波手段を活用することができない。

#### 【0033】

【発明が解決しようとする課題】以上説明したように、従来技術の第1及び第2の例では、従来のダイレクトコンバージョン受信機における局部発振手段は、受信無線信号とほぼ同じ周波数であるため、アンテナから不要波を輻射し、他の機器へ妨害を与えるという問題があった。また、ベースバンド信号処理手段で生じた直流オフセット電圧により、受信誤り率が劣化してしまうという問題があった。

【0034】上記第1の従来例では、ベースバンド信号処理手段の直流オフセット電圧を除去するために回路ブロックを容量結合して解決するようにしているが、それでも直流域まで信号スペクトラムが存在する変調方式ではこの容量結合がHPFとなり、ベースバンド帯域内の群遅延特性の平坦性を劣化させ、受信誤り率が劣化する。

更に受信機電源断からの起動時間も容量結合においては起動時定数が長くなるとともに、高周波信号処理手段で、多段階の利得設定手段により自動利得制御を行った場合、容量結合では、利得切り替え設定後に受信系が安定するまでの直流バイアス安定時定数が長くなり安定した受信が難しいという問題があった。

【0035】また、第2の従来例では、アナログ負帰還による直流オフセット電圧補正手段を用いているが、負帰還によるループの安定動作のためにはループ時定数が長くなり直流オフセット電圧補正が完了するまでの補正時間が長くなる。更に受信機電源断からの起動において、高速に動作を開始するために急速起動回路等が必要となる。またアナログ負帰還は見かけ上直流結合が可能だが、アナログ負帰還であるためHPFと同様の周波数特性となり、やはりベースバンド帯域内の群遅延特性の平坦性が劣化し、受信誤り率が劣化するという問題があった。

【0036】また、第3の従来例では、ベースバンド直流オフセット電圧の補正において、無信号状態にして解決しようとしているが、そのために高周波信号処理手段にスイッチ素子が複数挿入されるので、スイッチ挿入損失が増え受信感度が低下するという問題があった。更に、ベースバンド信号処理手段の直流オフセット電圧を補正する際、受信無線信号無入力手段をスイッチで構成した場合、スイッチ解放時のアイソレーションが不十分で、いかなる過大入力の受信信号強度においても高い精度で直流オフセット電圧を検出し補正するという課題を解決できないという問題があった。

【0037】また、受信周波数の切り替わりにより、直交ミキサの自己ミキシング出力が変化する場合には、直流オフセット電圧を十分に補正することができないという問題があった。また、検波・復調手段に対してはベースバンド信号処理手段の出力をADコンバータを介して接続するため、消費電流の増加と、従来から用いていた手段であるリミッティング波形で出力し、検波・復調手段と接続する従来の資産が活用できないという問題があった。

【0038】また、AGCによる利得切り替え時間の確保と同期確立のために必要なプリアンプルの受信時間の確保との両立ができないという問題があった。また、過大入力信号の受信時には、ベースバンド信号処理手段の信号飽和またはADコンバータのオーバーフローにより受信特性が大幅に劣化してしまうという問題があった。

【0039】また、フェージング時には受信スロットの任意の時間に利得切り替え手段が動作することに対する対応がなされていないという問題があった。また、高速データ受信のために、1フレーム中の受信スロットを複数用いた多スロット受信を行う場合、各スロット毎の受信周波数と受信信号強度に対する直流オフセット電圧の補正と利得設定に対し各スロット毎に対応できないとい



う問題があった。

【0040】本発明は、ベースバンド信号処理手段に発生する直流オフセット電圧が時間や温度により変化する場合であり、複数のスロットを使用し各スロット毎に異なる周波数の異なる受信信号強度である場合においても、正確に直流オフセット電圧を調整し、いかなる過大入力を受信信号強度においても安定した受信を行い、従来の検波手段を有効に活用することができる無線受信機を提供するものである。

【0041】

【課題を解決するための手段】本発明における無線受信機は、受信した無線信号を第1の中間周波数信号に周波数変換する信号処理手段と、前記第1の中間周波数信号をベースバンドI、Qの第2の中間周波数信号に直交変換する第1の中間周波数信号処理手段と、1対の直交する局部発振信号を出力する局部発振手段と、前記第2の中間周波数信号処理手段の出力信号を第3の中間周波数信号に直交変調する第2の中間周波数信号処理手段と、前記第3の中間周波数信号を検波する検波手段とを備えた間欠受信する無線受信機であって、前記第2の中間周波数信号処理手段の前記直交変調出力で生じるキャリアリークを、前記局部発振信号により位相検波し、周波数帯域制限することにより直流オフセット電圧を検出する直流オフセット電圧検出手段と、前記直流オフセット電圧検出手段の出力から収束あるいは未収束を判定する直流オフセット電圧判定手段と、前記直流オフセット電圧判定手段の出力に対応し、前記第1の中間周波数信号処理手段のI出力の直流電圧を直流オフセット電圧調整し、その調整値を保持手段に保持させる第1の直流オフセット電圧調整手段と、前記直流オフセット電圧判定手段の出力に対応し、前記第1の中間周波数信号処理手段のQ出力の直流電圧を直流オフセット電圧調整し、その調整値を前記保持手段に保持させる第2の直流オフセット電圧調整手段と、前記直流オフセット電圧判定手段の出力に対応し、前記第2の中間周波数信号処理手段のI入力の直流電圧を直流オフセット電圧調整し、その調整値を前記保持手段に保持する第3の直流オフセット電圧調整手段と、前記直流オフセット電圧判定手段の出力に対応し、前記第2の中間周波数信号処理手段のQ入力の直流電圧を直流オフセット電圧調整し、その調整値を前記保持手段に保持する第4の直流オフセット電圧調整手段とを備え、出力信号の直流オフセット電圧が最小となるよう自動調整するという構成を有している。この構成により、無線信号の存在下でも直流オフセット電圧の調整・除去が可能であり、ゼロIF受信機特有のベースバンド部に生じる直流オフセット電圧の影響を取り除くことができるので、直流通域においても信号成分が存在する変調方式による信号に対しても、良好な受信特性を得ることができることとなる。

【0042】本発明における無線受信機は、前記第1、

第2の直流オフセット電圧調整手段が、前記第1の中間周波数信号処理手段のI、Q出力より後段の直流電圧を調整し、前記第3、第4の直流オフセット電圧調整手段は、前記第1、第2の直流オフセット電圧調整手段による直流電圧調整よりも後段であり前記第2の中間周波数信号処理手段のI、Q入力よりも前段の直流電圧を調整し、前記第1、第2の直流オフセット電圧調整手段は、少なくとも前記第3、第4の直流オフセット電圧調整手段により直流オフセット電圧調整可能な範囲以内にまで調整した後に、前記第3、第4の直流オフセット電圧調整手段により調整するという構成を有している。この構成により、直流オフセット電圧を高い精度で調整することができるので、直流オフセット電圧による受信誤り率を低減することができることとなる。

【0043】本発明における無線受信機は、前記無線信号を複数の受信信号周波数に切り替えることが想定される場合、前記直流オフセット電圧調整量保持手段に対し直流オフセット電圧の調整値である周波数偏差に対する基準値を保持し、この基準値に基づき、前記無線信号を複数の受信信号周波数に切り替え、予め前記直流オフセット電圧を調整し直流オフセット電圧の調整値である周波数偏差に対する補正值として前記直流オフセット電圧調整量保持手段で保持し、前記無線信号が異なる周波数に切り替えられたときに、前記直流オフセット電圧調整量保持手段から前記周波数偏差に対する補正值を読み出し、直流オフセット電圧を調整するという構成を有している。この構成により、予め直流オフセット電圧の調整値である補正值を直流オフセット電圧調整量保持手段に保持しておき、いったん調整した後はその補正值を読み出すことにより、短時間にしかも高精度に調整できるようにしたので、直流オフセット電圧調整による余分な電力消費を最小限にとどめながら、迅速に高い調整精度で直流オフセット電圧を調整することができることとなる。

【0044】本発明における無線受信機は、前記第1の局部発振手段と前記第2の局部発振手段の少なくとも一方が、電圧制御型発振手段とPLL制御手段と基準発振手段とからなるPLL周波数シンセサイザで構成され、前記PLLシンセサイザの周波数設定情報により前記無線信号の周波数が異なる周波数に切り替わったと判定したとき、前記直流オフセット電圧調整量保持手段から周波数偏差に対する補正值を読み出し、直流オフセット電圧を調整するという構成を有している。この構成により、PLLシンセサイザの周波数設定情報により無線信号の周波数が切り替わったと判定したとき、直流オフセット電圧調整量保持手段から周波数偏差に対する補正值を読み出して直流オフセット電圧を調整するようにしたことにより、迅速に高い調整精度で直流オフセット電圧を調整することができることとなる。

【0045】本発明における無線受信機は、前記第3、

第4の直流オフセット電圧調整手段の前記直流オフセット電圧調整量保持手段に保持されている調整値を検出して更新し、前記第2の中間周波数信号処理手段の直流オフセット電圧の調整において、その調整値がオーバーフローした状態が予め設定された時間もしくはスロット数の間で連続したときに、前記第1、第2、第3、第4の直流オフセット電圧調整手段をリセットし、再び前記第2の中間周波数信号処理手段の直流オフセット電圧を調整するという構成を有している。この構成により、直流オフセット電圧の調整値がオーバーフローした状態のときに、直流オフセット電圧調整手段をリセットして再び第2の中間周波数信号処理手段の直流オフセット電圧を調整するようにしたことにより、誤った調整を防止することができることとなる。

【0046】本発明における無線受信機は、受信信号強度判定手段と、前記第1の中間周波数信号処理手段および前記第2の中間周波数信号処理手段に設けられた複数の利得設定手段と、前記受信信号強度判定手段により前記複数の利得設定手段の利得を切り替える利得制御手段とを備え、前記直流オフセット電圧保持手段は前記複数の利得設定手段に対応した、前記第1乃至第4の直流オフセット電圧調整手段における直流オフセット電圧の調整値を保持し、前記複数の利得設定手段により設定された利得状態に対応した直流オフセット電圧の調整値を前記オフセット電圧調整量保持手段から読み出して直流オフセット電圧を調整するという構成を有している。この構成により、複数の利得設定手段により設定された利得状態に対応した直流オフセット電圧の調整値をオフセット電圧調整量保持手段から読み出して直流オフセット電圧を調整するようにしたことにより、自動利得制御を正しく行なうことができ、信号強度に最適な利得状態で受信を行なうことができることとなる。

【0047】本発明における無線受信機は、前記複数の利得設定手段の利得を切り替える前記利得制御手段が、単位時間間隔ごとに前記受信信号強度判定手段の結果をサンプリングし、受信信号強度が予め設定した値を越え、かつ単位時間内での受信信号強度の変化が予め設定した変化量を越えた場合に、利得を切り替えるという構成を有している。この構成により、予め設定した値とその値からの変化により利得切り替えを行なうようにしたことにより、受信スロットの始まりで確実に利得を切り替えることができ、しかも、ゆっくりした電界強度変動があってもスロット内では利得が切り替わることなく、安定した受信特性を得ることができることとなる。

【0048】本発明における無線受信機は、前記利得制御手段が、前記複数の受信信号強度を判定する受信信号強度判定手段の出力のうち、前記利得設定手段の利得状態に対応して、利得を下げるための判定出力と、利得を上げるための判定出力とを選択し、予め設定されたスロット内のタイミングで前記出力をサンプリングし、その

サンプリング値を前記利得制御手段に設けられた利得状態保持手段に記憶し、次のスロットの利得は前記利得状態保持手段から読み出して切り替えるという構成を有している。この構成により、利得を制御する値を利得状態保持手段から読み出して次のスロットで切り替えるようにしたことにより、直流オフセット電圧の調整に要する時間を最小限にすることにより、消費電流の増加を防止することができることとなる。

【0049】本発明における無線受信機は、前記第1の局部発振手段が前記無線信号のほぼ $2/5$ の周波数を出力し、その出力の2倍周波数を出力する2通倍手段で構成され、前記第2の局部発振手段は前記第1の局部発振手段の無線信号のほぼ $2/5$ の周波数の出力を2分周すると同時に一對の直交出力を得るという構成を有している。この構成により、3つの局部発振手段を1つの局部発振手段により構成するようにしたことにより、回路規模と消費電流の削減を同時に実現することができることとなる。

【0050】本発明における無線受信機は、PLL周波数シンセサイザで構成された前記第1の局部発振手段は前記無線信号のほぼ $4/5$ の周波数を出力し、前記第2の局部発振手段は前記第1の局部発振手段の出力を4分周すると同時に一對の直交出力を得、前記第3の局部発振手段は前記基準発信手段の出力を分周すると同時に一對の直交出力を得るという構成を有している。この構成により、基準発信手段の出力を分周するとともに一對の直交出力を得ることができることとなる。

【0051】本発明におけるDAコンバータは、複数の電流値に切り替えられる2のべき乗からなる複数の吸い込み（吐き出し）型電流源と、それぞれの前記電流源を動作制御するスイッチと、前記2のべき乗からなる複数の吸い込み（吐き出し）型電流源の最上位ビットと同一の電流である吐き出し（吸い込み）電流源とからなり、前記複数の電流値に切り替えられる2のべき乗からなる吸い込み（吐き出し）型電流源と前記最上位ビットと同一の電流である吐き出し（吸い込み）電流源とはその各電流を比例して制御するという構成を有している。この構成により、このように構成されたDAコンバータを使用することにより、直流オフセット電圧を高い精度で調整することができることとなる。

【0052】本発明における無線受信機は、前記第2の中間周波数信号処理手段から出力され前記第2の中間周波数信号処理手段において直交変調される一對のI及びQ信号と、前記第3の局部発振手段から出力される一對の直交する信号のどちらか一方の一對の出力信号であって、その一對の出力信号のうち少なくともどちらか一方の信号を停止することにより直流オフセット電圧を調整するという構成を有している。この構成により、少なくとも一方の信号を停止しうるようにしたことにより、信号の乱れが安定するまで利得切替えのためのサンプリング

グを停止して安定するのを待ち、誤った調整を防止することができることとなる。

【0053】本発明における無線受信機は、複数のスロットで構成されたフレームからなる無線システムにおいて、前記利得制御手段は1フレーム中の異なる受信信号強度の複数のスロットを用いて受信動作するときに、受信するスロットの数だけスロットに整理番号を与え、各受信スロット毎に前記受信信号強度判定手段の出力のうち、前記利得設定手段の利得状態に対応して、利得を下げるための1つの判定出力と、利得を上げるための1つの判定出力を選択し、予め設定されたスロット内のタイミングで前記出力をサンプリングし、その値を前記整理番号に対応して前記利得状態保持手段に記憶し、次のフレームで受信する複数のスロットの利得設定は前記整理番号により指定された値を前記利得状態保持手段から読み出し、利得を切り替えるという構成を有している。この構成により、回路規模を拡大することなく、AGCモード全てにわたって、直流オフセット電圧の時間変動を調整することができ、良好な受信特性を確保することができることとなる。

【0054】本発明における無線受信機は、前記複数の利得制御手段により設定された利得状態に対応した前記直流オフセット電圧調整量保持手段に保持された直流オフセット電圧の調整値は、前記複数の利得制御手段のうち予め決められた利得状態で、前記第1、2、3、4の直流オフセット電圧調整手段により調整され前記直流オフセット電圧調整量保持手段に利得状態に対する基準値として保持され、この基準値に基づき前記複数の利得設定手段により異なる利得状態で直流オフセット電圧を調整し、得られた調整値を前記利得状態に対する補正值として直流オフセット電圧調整量保持手段に保持され、前記複数の利得設定手段により利得状態が切り替えられたときは、前記直流オフセット電圧調整量保持手段から前記切り替えられた利得状態に対応する補正值を読み出して直流オフセット電圧を調整するという構成を有している。この構成により、無線受信機が複数の利得状態を有するときに、各状態ごとに直流オフセット電圧を調整することができるため、精度の高い直流オフセット電圧の調整を行なうことができることとなる。

【0055】上記の様に無線受信機を構成することで、直流通域にも信号成分が存在する変調方式であっても、ゼロIFにおける直流オフセット電圧を調整できるので、直流オフセット電圧による受信誤り率を低減できる。また温度・時間経過による直流オフセット電圧も調整することができる。また、無線信号が過大入力の受信信号強度であっても、ゼロIFは信号飽和することなく安定して受信することができる。また、連続した異なる周波数の複数のスロットを受信する場合においても、各スロット毎のゼロIFにおける直流オフセット電圧を調整し、各スロットに応じた利得切り替え手段を最適に設定でき

る。

#### 【0056】

【発明の実施の形態】以下、図1乃至図42に基づき、本発明の実施の形態1乃至5を詳細に説明する。

（実施の形態1）まず、図1乃至図18を参照して、本発明の実施の形態1における無線受信機について説明する。図1は本発明の実施の形態1における無線受信機の基本的な構成を示すブロック図、図2は本発明の実施の形態における局部発振手段の構成例を示すブロック図、図3は本発明の実施の形態における局部発振手段の構成例を示すブロック図、図4は本発明の実施の形態における直流オフセット電圧検出・制御手段の構成を示すブロック図、図5は本発明の実施の形態における無線信号を遮断する手段を示すブロック図、図6は本発明の実施の形態における無線信号を遮断する手段を示すブロック図、図7は本発明の実施の形態における、ベースバンド増幅器及びDAコンバータにより直流オフセット電圧を調整する手段を示すブロック図、図8は本発明の実施の形態におけるDAコンバータの構成を示すブロック図、図9の（A）は本発明の実施の形態における直流オフセット電圧調整の手順を示すフローチャート、（B）は本発明の実施の形態におけるI側粗調動作を示すフローチャート、（C）は本発明の実施の形態におけるI側微調動作を示すフローチャート、図10は本発明の実施の形態における、使用する周波数帯域全てに直流オフセット電圧の時間変動に対応させる直流オフセット電圧調整量保持手段と直流オフセット電圧調整制御手段の構成を示すブロック図、図11は本発明の実施の形態における、帯域を可変とする低域通過フィルタ及びチャネル選択フィルタの、サレンキ型フィルタによる構成例を示すブロック図、図12は本発明の実施の形態における、帯域を可変とする低域通過フィルタ及びチャネル選択フィルタの、gmアンプを用いたバイカッド型フィルタによる構成例を示すブロック図、図13は本発明の実施の形態における、直交変調器信号入力または局部発振入力の切り離し回路の構成例を示すブロック図、図14は本発明の実施の形態における、直流オフセット電圧調整をより高精度に行なう動作手順を示すフローチャート（I側粗調動作のみを記載したもの）、図15は本発明の実施の形態における、直流オフセット電圧調整をより高精度に行なう動作手順を示すフローチャート（I側微調動作のみを記載したもの）、図16は本発明の実施の形態における直流オフセット電圧調整の時間変動の更新方法を示すフローチャート、図17は本発明の実施の形態における直流オフセット電圧調整の時間変動の更新方法において、DAコンバータ値制御方法の一例を示す図表、図18は本発明の実施の形態における直流オフセット電圧調整の異常を検出し復帰する手順を示すフローチャートである。

【0057】次に、図1を参照して、本発明の実施の形

態1における無線受信機の構成を説明する。アンテナ10により無線信号を受信する。無線信号受信手段11は高周波フィルタ11a、アンテナスイッチ11bにより構成される。高周波アナログ信号処理手段12は、高周波増幅器12a、高周波ミキサ12b、電源スイッチ12cにより構成され、無線信号受信手段11で受信した無線信号を増幅・第1の中間周波数に周波数変換する。第1の局部発振手段13は、高周波ミキサ12bに接続され、受信した無線信号を周波数変換するために用いられる。

【0058】第1の中間周波数信号処理手段14は、第1の中間周波数信号を第2の中間周波数信号に直交変換する緩衝増幅器14aと直交ミキサ14bとにより構成される。第2の中間周波数信号は、直交する一対のベースバンド信号から成り、以後各信号をI信号、Q信号または単にI、Qと呼ぶ。第2の局部発振手段15は、発振器15a及び90度移相器15bにより構成され、第1の中間周波数信号処理手段14に接続され、直交変換に供するための1対の直交する発振出力を有する。

【0059】第2の中間周波数信号処理手段16は、第1のベースバンド増幅器16a及び16dと、チャンネル選択フィルタ16b、16eと、第2のベースバンド増幅器16c、16fとにより構成され、第1の中間周波数信号処理手段14によりベースバンドに変換されたI、Qから成る第2の中間周波数信号を増幅・帯域制限する。以後の説明では、I信号は16a、16b、16cにより処理され、Q信号は16d、16e、16fにより処理されるものとする。第2の中間周波数信号処理手段17は、直交変調器17a、帯域通過フィルタ17b、リミッタンプ17cにより構成され、第2の中間信号周波数信号処理手段16の出力信号を第3の中間周波数信号に直交変調し帯域制限した後、振幅制限する。

【0060】第3の局部発振手段18は、発振器18a、分周器18b、移相器18cにより構成され、第3の中間信号処理手段17に接続され、直交変調に供するための1対の直交する発振出力を有する。第3の中間信号処理手段17に接続され無線信号強度を検出する受信信号強度検出手段19は、リミッタンプ17cに接続され無線信号強度に比例した電圧を出力する。検波手段20は、第3の中間信号処理手段17の出力である第3の中間周波数信号を検波・復調するよう動作する。

【0061】直流オフセット電圧検出手段21は、増幅器21a、位相検波器21b及び21c、位相検波器出力を切り替えるスイッチ21d、位相検波器出力中の不要周波数成分を取り除く低域通過フィルタ21eにより構成され、第2の中間周波数信号処理手段17に接続され直交変調器17a出力でのキャリアリークと局部発振手段18の出力を位相検波・周波数帯域制限することにより直流オフセット電圧を検出する。

【0062】直流オフセット電圧判定手段22は、比較

器22a及び22b、基準電圧22c並びに基準電圧22d及びバイアス電圧22eにより構成され、直流オフセット電圧検出手段21により検出された直流オフセット電圧から収束・未収束を判定する。直流オフセット電圧調整制御手段23は、直流オフセット電圧判定手段22の出力により次に説明する第1から第4までの直流オフセット電圧調整手段を制御する。

【0063】直流オフセット電圧調整量保持手段24は、直流オフセット電圧調整制御手段23の調整結果を保持する。第1の直流オフセット電圧調整手段25は、直流オフセット電圧制御手段23による制御系と直流オフセット電圧調整量保持手段24とDAコンバータ25aと直流オフセット電圧を除去する減算器25bとにより構成され、第1の中間周波数信号処理手段14のI出力直流電圧を調整する。

【0064】第2の直流オフセット電圧調整手段26は、直流オフセット電圧制御手段23による制御系と直流オフセット電圧調整量保持手段24とDAコンバータ26aと直流オフセット電圧を除去する減算器26bとにより構成され、第1の中間周波数信号処理手段14のQ出力直流電圧を調整する。第3の直流オフセット電圧調整手段27は、直流オフセット電圧制御手段23による制御系と直流オフセット電圧調整量保持手段24とDAコンバータ27aと直流オフセット電圧を除去する減算器27bとにより構成され、第2の中間周波数信号処理手段17のI入力直流電圧を調整する。

【0065】第4の直流オフセット電圧調整手段28は、直流オフセット電圧制御手段23による制御系と直流オフセット電圧調整量保持手段24とDAコンバータ28aと直流オフセット電圧を除去する減算器28bとにより構成され、第2の中間周波数信号処理手段17のQ入力直流電圧を調整する。本実施の形態においては、直流オフセット電圧調整制御手段23及び直流オフセット電圧調整量保持手段24は、第1から第4の直流オフセット電圧調整手段25～28で共用するものとする。または第1から第4の直流オフセット電圧調整手段25～28の各々に対して設けても良い。受信手段29は、上記の符号12から28により示された構成要素により構成される。

【0066】なお、図1に示す無線受信機は、詳細な説明はここでは行わないが、送信手段30と、アンテナスイッチ11bを備えた無線信号処理手段11とにより、送信・受信を時分割多重する無線装置を構成した例を示すものである。

【0067】次に、図1を参照して、受信信号の流れについて説明する。無線信号受信手段11で受信された無線信号は、高周波増幅器12aにより増幅され、高周波ミキサ12bにより第1の局部発振手段13の出力と混合され、第1の中間周波数信号に変換される。第1の中間周波数信号は第1の中間周波数信号処理手段14によ

り直交するI、Qのベースバンド信号に変換される。ここで、このI、Qのベースバンド信号には、すでに「従来技術」において説明したように、信号処理の障害となる直流オフセット電圧が含まれている。この直流オフセット電圧は第1の直流オフセット電圧調整手段25と第2の直流オフセット電圧調整手段26とからなる直流オフセット電圧調整手段によりおおまかな調整（以下この調整を粗調と呼ぶ）が行われる。なお粗調の動作については後に詳しく説明する。

【0068】I、Qのベースバンド信号は、第1の直流オフセット電圧調整手段25と第2の直流オフセット電圧調整手段26とにより直流オフセット電圧調整をされた後、第2の中間周波数信号処理手段16により必要なレベルまで増幅を行われるとともに帯域制限され、必要な信号成分のみが取り出される。第2の中間周波数信号処理手段16の出力はさらに第3の直流オフセット電圧調整手段27および第4の直流オフセット電圧調整手段28により、高精度に直流オフセット電圧調整する（以下この調整を微調と呼ぶ）。これにより直流オフセット電圧による受信特性の劣化を許容できる値まで小さくする。なお微調の動作についても、前記粗調と合わせて後に詳しく説明する。

【0069】直流オフセット電圧調整されたI、Qのベースバンド信号は、第2の中間周波数信号処理手段17において、直交変調器17aおよび第3の局部発振手段18により第3の中間周波数信号に周波数変換され、帯域通過フィルタ17bにより周波数変換により生じた高調波成分を主とする不要な周波数成分が取り除かれた後、リミッタンプ17cにより増幅・振幅制限される。リミッタンプ17cの出力は、検波手段20へ入力され、検波・復調される。また、本発明の実施の形態における無線受信機は、従来から用いられてきたスーパーヘテロダイン受信機と同様に、リミッタンプ17cからリミッティング信号で出力するため、検波手段20は従来のスーパーヘテロダイン受信機と同様のものを有効に活用することができる。

【0070】次に、図2を参照して、局部発振手段について説明する。図2に示す局部発振手段は図1に示される第1、第2、第3の局部発振手段13、15、18の具体的な構成例である。図2に示す局部発振手段と、PLL周波数シンセサイザ101と、第1の分周器102と、第2の分周器103と、第1の出力104と、第2の出力105と、基準発振手段106と、第3の分周器107と、第4の分周器108と、第3の出力109とにより構成される。

【0071】次に、図1及び図2を参照して、本実施の形態における局部発振手段を具体的に説明する。ここで、受信無線信号周波数を $F_{req\#RF}$ とした時、第1の局部発振手段13の出力周波数を $4/5 * F_{req\#RF}$ 、第2の局部発振手段の出力周波数を $1/5 * F$

$req\#RF$ とすると、第2の局部発振手段15は、エミッタカップルドロジック（以下ECL）によるT型フリップフロップ（以下TFF）を第1の分周器102と第2の分周器103を2段従属接続し4分周することにより第1の局部発振手段13を得ることができる。また、移相器15bは第2の分周器103を用いて一对の直交移相信号を得ることが出来る。

【0072】これらの手段は、半導体集積回路により容易に実現することが出来るため、直交ミキサのLOポートは半導体集積回路の内部で分周器と接続することが可能となり、直交ミキサLOポートからRFポートへの空間結合等が粗結合となり自己ミキシングにより発生するベースバンドでの直流オフセット電圧が生じにくくなるという利点がある。直交ミキサ出力すなわちベースバンドにおける直流オフセット電圧の発生原因は、自己ミキシングと直交ミキサ回路を構成する素子間の不整合による要因が大きく、自己ミキシングによる要因が改善できるため直流オフセット電圧調整に必要なDAコンバータのビット数が削減でき、回路規模を小さくすることができる。

【0073】また、第3の局部発振手段18は、ベースバンド周波数よりも高い周波数であれば任意の周波数でかまわない。例えば第3の局部発振手段の周波数が2.4MHzである時、例えば基準発振手段106の周波数が19.2MHzであれば、第3、第4の分周器107、108で4分周と2分周すると共に2.4MHzの一对の直交位相信号を得ることで容易に実現できる。従って、第1の局部発振手段13の出力は第1の出力104、第2の局部発振手段15の出力は第2の出力105、第3の局部発振手段18の出力は第3の出力109より得ることができる。本実施の形態によれば、図1における無線受信機を構成するために必要な第1、第2、第3の局部発振手段13、15、18は、1つの局部発振手段により構成することが可能であり、回路規模と消費電流の削減を同時に実現することができる。

【0074】更に、図3を参照して、他の局部発振手段について説明する。図3は第1の局部発振手段13の出力周波数を $2/5 * F_{req\#RF}$ とした場合の例である。図中、110は2通倍器であり、他の図2と共通の部分については同一の符号を与えている。以下図3に基づき、第1の出力104について説明する。第1の局部発振手段は $2/5 * F_{req\#RF}$ とし、2通倍器110により $4/5 * F_{req\#RF}$ を得て、 $2/5 * F_{req\#RF}$ をECLTFFである第2の分周器103で2分周すると共に一对の直交位相信号を第2の出力105に得ることにより同様の効果を実現することができる。2通倍器はかけ算回路例えばギルバートセルで容易に実現出来る。ここでは、各局部発振手段を一つの発振手段で実現しているが、この方法に制限するものではない。



【0075】次に、図4を参照して、本実施の形態における直流オフセット電圧検出・制御手段について説明する。図4は直流オフセット電圧を検出する方法について表している。すなわち、図1のうち、直流オフセット電圧の検出に関連した部分を抜き出し、また、図1と同様の部分には同一の符号を与えており、説明の重複する箇所の説明は省略する。図4の構成において、直交変調器17aはミキサ17d及び17eと、直交変調出力17fと、一對の直交する出力である第3の局部発振手段18d、18eとにより構成される。

【0076】ミキサ17dの入力に現れた直流オフセット電圧は、ミキサ17dの出力では第3の局部発振手段18の出力18dと等しい周波数、及び第3の局部発振手段18の出力18dの位相とほぼ等しい位相を持ち、振幅が17dの入力での直流オフセット電圧に比例したキャリアーク信号となって現れる（以下この信号をキャリアークと呼ぶ）。これは、周波数0Hzである直

$$G17aI \times VoffI \times \sin(\omega t)$$

$$G17aQ \times VoffQ \times \cos(\omega t)$$

となる。直交変調器17a出力では、両者が加算されて

$$G17aI \times VoffI \times \sin(\omega t) + G17aQ \times VoffQ \times \cos(\omega t) \quad \dots (式3)$$

となる。

【0078】増幅器21aの増幅度をG23a、ミキサ21

$$G23bI \times G23a \times (G17aI \times VoffI \times \sin(\omega t) + G17aQ \times VoffQ \times \cos(\omega t)) \times \sin(\omega t)$$

$$= G23bI \times G23a \times G17aI \times VoffI \times 0.5 \times (1 - \cos(2\omega t)) + G23bI \times G23a \times G17aQ \times VoffQ \times 0.5 \times \sin(2\omega t) \quad \dots (式4)$$

$$G23bQ \times G23a \times (G17aI \times VoffI \times \sin(\omega t) + G17aQ \times VoffQ \times \cos(\omega t)) \times \cos(\omega t) \\ = G23bQ \times G23a \times G17aI \times VoffI \times 0.5 \times \sin(2\omega t) + G23bI \times G23a \times G17aQ \times VoffQ \times 0.5 \times (1 + \cos(2\omega t)) \quad \dots (式5)$$

となる。

【0079】式4、式5の高周波成分である、 $\cos(2\omega t)$ 、 $\sin(2\omega t)$ を低域通過フィルタ21eによ

$$G23bI \times G23a \times G17aI \times VoffI \times 0.5 \quad \dots (式6)$$

ミキサ17eの入力の直流オフセット電圧は、

$$G23bI \times G23a \times G17aQ \times VoffQ \times 0.5 \quad \dots (式7)$$

となり、増幅された直流電圧として検出することができる。図4では、低域通過フィルタは一つだけとし、ミキサ21b、21c出力をスイッチ21dにより切り替えるようにした例を示した。低域通過フィルタはミキサ17d、17e各々に対して1つずつ用意しても良いが、本実施の形態のようにすることで回路規模の削減を図ることができる。

【0080】直流オフセット電圧の検出方法として、直流オフセット電圧値を、第2の中間信号処理手段における直流電圧から直接検出するのではなく、実施の形態1の第3の中間周波数信号におけるキャリアークとして検出することで、検出感度を容易に向上することができる。直流オフセット電圧は、おおよそ数100mV以下

流オフセット電圧が第3の局部発振周波数の周波数と混合され、第3の局部発振周波数 $\pm 0\text{Hz}$ 、すなわち第3の局部発振周波数に等しい周波数に変換されるためである。このキャリアークを増幅器21aで増幅後、ミキサ21bにより第3の局部発振手段18の出力18dと位相検波し、低域通過フィルタ21eにより高周波成分を取り除くことにより、再び直流成分として得ることができる。ミキサ17eの入力に現れた直流オフセット電圧についても同様である。この様子を式で表すと次のようになる。

【0077】第3の局部発振手段18の2つの直交した出力18d及び18eは、 $\sin(\omega t)$ 、 $\cos(\omega t)$ のように表すことができる。ミキサ17d、17eの増幅度をそれぞれG17aI、G17aQ、入力での直流オフセット電圧を、それぞれVoffI、VoffQとすると、直流オフセット電圧によりミキサ17d、17eに生じるキャリアークは、それぞれ、

$$\dots (式1)$$

$$\dots (式2)$$

存在し、

b、21cの増幅度をそれぞれ、G23bI、G23bQとすると、ミキサ21b、21cでの出力はそれぞれ、

り取り除くことで、ミキサ17dの入力の直流オフセット電圧は、

$$\dots (式6)$$

$$\dots (式7)$$

の電圧であり、また、直流オフセット電圧調整後に許容される直流オフセット電圧は、受信系のNoise Figure及び増幅度によっても若干異なるが、おおよそ1mV以下となる。このような低い値の直流電圧を第2の中間信号処理手段から直接検出するには高精度の検出器が必要となり、また、増幅する場合にも増幅器自体の持つ直流オフセット電圧も問題となる。これに対し、キャリアークから直流オフセット電圧を検出するようにした場合、コンデンサにより容量結合することで増幅器自体の持つ直流オフセット電圧を気にすることなく増幅することができるため、高精度の検出器を用いることなく直流オフセット電圧を検出することができる。

【0081】ここまでの説明では、直交変調器17aの



入力には、直流オフセット電圧しかないものとして扱ってきた。しかし、直流オフセット電圧の他に、ベースバンド信号成分に直流分まで含むような無線信号であった場合（例えばPHSで用いられる $\pi/4$ シフトDQPSK変調方式の信号が該当する）、それにより直流オフセット電圧の検出に誤差が生じることになる。そこで、直流オフセット電圧調整中は信号受信を行なわないように、無線信号を遮断する必要がある。しかし、不用意に信号経路の一部を切り離すと、信号経路のインピーダンスが変動し、その結果直流オフセット電圧の値が変動する。すると直流オフセット電圧調整中の直流オフセット電圧と無線信号受信時の直流オフセット電圧の間にずれが生じ、調整誤差を生じることになる。従って、信号経路の切り離しがあっても、信号経路のインピーダンス変動の影響を取り除くことが必要となる。

【0082】次に、図5及び図6を参照して、無線信号を遮断する手段について説明する。図5及び図6において、図1と同様の箇所は同一の符号を与えており重複する部分の説明は省略する。図5において、高周波アナログ信号処理手段12の電源を電源スイッチ12cにより遮断することで無線信号を遮断し、これによる直流オフセット電圧の変動を防ぐため、第1の中間信号処理手段14の入力に緩衝増幅手段14aを設けている。このため、電源スイッチ12cにより電源を遮断したときに、無線信号は増幅も周波数変換もされることがないため、効果的に遮断される。

【0083】また、図6の例では、第1の局部発振手段13を第1の局部発振器13aと高周波スイッチ13bとにより構成する。そのため、高周波アナログ信号処理手段12の電源を遮断することなく、第1の局部発振手段13の第1の局部発振器13aの出力と高周波ミキサ12bの間に、高周波スイッチ13bを挿入し、このスイッチにより信号を切り離すことでも無線信号を遮断することができる。この方法では、無線信号が高周波ミキサ12bに入力されるが、局部発振周波数信号が存在しないため第1の中間周波数信号に変換されず、無線信号が遮断されることになる。更に、アンテナスイッチ11cを送信側に接続する手段を組み合わせることで更に効果的である。

【0084】これまでの説明では、無線信号を遮断すると高周波アナログ信号処理手段12の出力インピーダンスは変動するが、第1の中間信号処理手段14の入力に設けた緩衝増幅手段14aによりこの影響を取り除くことができる。この緩衝増幅手段は、入力にインピーダンス変動があっても出力インピーダンス変動が小さいものであれば良い。従って、緩衝増幅手段として、例えばエミッタフォロワ型増幅器を適用することができる。また、エミッタフォロワ型増幅器を複数段直列に接続することで、よりインピーダンス変動を小さいものとすることも可能である。以上に説明した方法により、無線信号

の存在下でも直流オフセット電圧の調整・除去が可能であり、良好な無線特性を得ることができる。

【0085】次に、図1を参照して、本発明の実施の形態1における直流オフセット電圧の調整方法について説明する。図1において、直流オフセット電圧検出手段21で検出された直流オフセット電圧により、直流オフセット電圧判定手段22は、直流オフセット電圧調整制御手段23の出力値を増加させるか若しくは減少させるか、または直流オフセット電圧が許容範囲内にあるのか否かの判定を行なう（以降この動作を収束判定と呼ぶ）。この収束判定は、2つの比較回路22a、22bと対応する2つの基準電圧22c、22dにより行なうことができる。式6および式7から分かるように、直流オフセット電圧が正であった場合は直流オフセット電圧検出手段21により検出される直流オフセット電圧検出力は正、直流オフセット電圧が負であった場合は直流オフセット電圧検出手段21により検出される直流オフセット電圧検出力は負となる。従って、正の基準値22dと負の基準値22cを持ち、各々を許容可能な直流オフセット電圧の正の上限値と負の下限値に設定しておけば、調整値を増加すべきか減少すべきか、あるいは収束しているのかの判定を行なうことができる。

【0086】直流オフセット電圧調整制御手段23は、直流オフセット電圧判定手段22の判定結果に従い、DAコンバータ25aの値を増加、あるいは減少させる操作を行なう。DAコンバータ25aの出力値は、直流オフセット電圧を除去する減算器25bに接続され、第1の中間周波数信号処理手段14のI信号側の出力における直流オフセット電圧を調整する。この操作を、収束判定の状態まで繰返すことで第1の直流オフセット電圧調整手段25に関する直流オフセット電圧を調整することができる。更に、この操作を第2の直流オフセット電圧調整手段26から第4の直流オフセット電圧調整手段28までに対して行なえば、無線受信機に存在する直流オフセット電圧を調整することができる。

【0087】いったん直流オフセット電圧の調整が終われば、その後の直流オフセット電圧の時間変動（例えば、温度変化による変動があげられる）に対する調整は、先の調整結果を基準として調整を行えば良い。これは、直流オフセット電圧調整量保持手段24に、第1～第4までの直流オフセット電圧調整手段25～28の調整結果を記憶させておくことにより実現することができる。直流オフセット電圧の調整が終わる毎に調整結果を直流オフセット電圧調整量保持手段24に記憶し、次の調整の開始時には記憶してある前回の調整値を読み出しその値の状態から調整を行う。

【0088】このように直流オフセット電圧調整量保持手段24を有することにより、第1回目の調整以後は短時間で調整を行うことが可能となる。PHS等に代表されるTDMA方式の信号では、受信動作は決まったタイ

ミングごとに行う必要があり（例えば、PHSの通話時においては5msec毎に625usecの時間だけ受信動作を行う）、直流オフセット電圧調整を行うことのできる時間には制約がある。本実施の形態によれば、このような調整時間に制約がある場合でも直流オフセット電圧調整を行うことができ、また、短時間で調整を終えることができるので、調整に要する電力消費も抑えることができ、更に直流オフセット電圧の時間的補正がなされるので良好な受信特性の無線受信機を構成することが可能となる。

【0089】次に、図7を参照して、本実施の形態1における第3の直流オフセット電圧調整手段27（第2の中間周波数信号処理手段のベースバンド増幅器16cとDAコンバータ27aとからなる）による直流オフセット電圧の調整方法の例について説明する。図7は図1に示すチャンネル選択フィルタ16b、増幅器16c及びDAコンバータ27aを表したものであり、DAコンバータ27aを電流出力型DAコンバータで構成した例である。図1と同一の箇所には同じ符号を与えている。ベースバンド増幅器16cは、トランジスタ124、125と抵抗126、127、128、129と電流源130とで構成される。さらに、図7中、27aは電流出力型DAコンバータ、121はDAコンバータの制御信号、122はDAコンバータ出力電流、123はバイアス電圧、131は直流オフセット電圧を調整した出力である。

【0090】次に、図7を参照して、第3の直流オフセット電圧調整手段27の動作を説明する。制御信号121により、DAコンバータ27aが制御され、DAコンバータの出力電流122が変化する。ベースバンド増幅器16cの抵抗129とDAコンバータ出力電流122の積によりバイアス電圧123が変化する。この結果、直流オフセット電圧が調整された出力電圧131を得ることができる。出力電流122の向きが逆の時には、抵抗127とDAコンバータ出力電流122の積によりバイアス電圧123が変化する。

【0091】次に、図8を参照して、図7に示すDAコンバータ27aの動作を説明する。ここでは、4ビットの電流出力型DAコンバータを例とする。制御信号121と、出力電流122と、2のべき乗の関係にある吸い込み電流源141～144と、電流のみが逆向である吐き出し電流源145と、電流源141～144の動作制御を行うスイッチ146～149からなる。電流源141をLSBとして、電流値をI<sub>0</sub>とする。各スイッチを制御信号121で制御することで出力電流122は、-8I<sub>0</sub>から8I<sub>0</sub>までI<sub>0</sub>毎の出力が得られる。また電流源の吐き出し電流と吸い込み電流を逆にして構成しても同様の効果が得られることは言うまでもない。その他の第1、第2、第4の直流オフセット電圧調整手段でもこの調整方法と同様でよい。また、以上電流出力型DA

コンバータを例に説明したが、直流電圧がDAコンバータで調整できれば、どのような形態であってもよい。

【0092】次に、図1、図9の（A）、図9の（B）及び図9の（C）を参照し、特に図9の（A）、図9の（B）及び図9の（C）のフローチャートを参照して、本発明の実施の形態1における直流オフセット電圧の調整手順について説明する。図9の（A）は直流オフセット電圧調整の流れを示すフローチャートである。図9の（B）は直流オフセット電圧調整のうちI信号側の粗調の流れを示すフローチャートである。図9の（C）は直流オフセット電圧調整のうちI信号側の微調の流れを示すフローチャートである。また、Q信号側の粗調、微調はI信号側のそれと同様でありフローチャートによる説明は省略する。

【0093】まず、図9の（A）から開始し、無線信号の影響を避けるため、既に説明したような手法により無線信号を遮断する。例えば、高周波アナログ信号処理手段12の電源を遮断（151）する。次に、I信号側粗調によりI信号側の直流オフセット電圧の大まかな調整を行う（152）。I信号側粗調とは以下のような動作である。すなわち、図9の（B）において、スイッチ21dをI信号側の直流オフセット電圧を検出するように切り替える（161）。I側の直流オフセット電圧判定手段22を構成する2つの基準電圧22c、22dを、粗調収束電圧に設定する（162）。直流オフセット電圧判定手段22の結果に従い第1の直流オフセット電圧調整手段25を構成するDAコンバータ25aの値を1増加または1減少させる（163～166）。この動作を直流オフセット電圧判定手段22により収束判定されるまで繰り返す。以上の動作によりI信号側粗調が完了する。

【0094】次に、I信号側微調により（図9の（A）の153）I信号側の直流オフセット電圧を高精度に調整する。I信号側微調とは以下のような動作である。すなわち、図9の（C）において、スイッチ21dをI信号側の直流オフセット電圧を検出するように切り替える（171）。直流オフセット電圧判定手段22の2つの基準電圧22c、22dを、微調収束電圧に設定する（172）。直流オフセット電圧判定手段22の結果に従い第3の直流オフセット電圧調整手段27を構成するDAコンバータ27aの値を1増加または1減少させる（173～176）。この動作を直流オフセット電圧判定手段22により収束判定されるまで繰り返す。以上の動作によりI信号側微調が完了する。

【0095】次に、図9の（A）に戻り、スイッチ21dをQ側の直流オフセット電圧を検出するように切り替え、上記同様にしてQ側粗調（154）、Q側微調（155）動作を行う。Q側粗調は、上記のI信号側粗調の説明において、スイッチ21dをQ側直流オフセット電圧検出状態に替え、第1の直流オフセット電圧調整手段

25を第2の直流オフセット電圧調整手段26に、DAコンバータ25aをDAコンバータ26aに置き換えたものに等しい。また、Q側微調は、上記のI信号側微調の説明において、スイッチ21dをQ側直流オフセット電圧検出状態に替え、第3の直流オフセット電圧調整手段27を第4の直流オフセット電圧調整手段28に、DAコンバータ27aをDAコンバータ28aに置き換えたものに等しい。

【0096】以上、I信号側粗調、I信号側微調、Q側粗調、Q側微調を順次行うことにより、無線受信機の直流オフセット電圧の補正が行われる。またこの調整結果を直流オフセット電圧調整量保持手段24に記憶する。ここで、DAコンバータの値の1変化にともなう直交変調器17aの入力における直流オフセット電圧の変化量は、粗調での変化量>微調での変化量となるよう設定する。また、直流オフセット電圧判定手段22の粗調収束判定電圧は、第1、第2の直流オフセット電圧調整手段25、26によりDAコンバータ25a、26aのLSB1ビットの変化に相当する電圧に設定する。更に微調収束判定電圧は、無線受信機の感度を確保するために許容される直流オフセット電圧に対応した電圧に設定することが適当である。このように設定することで、DAコンバータ25a～28aのビット数を大きくとらなくとも、粗調により幅広い直流オフセット電圧の調整範囲を確保でき、かつ、微調により高精度の直流オフセット電圧の調整を行なうことができる。

【0097】ここまでは、受信周波数は固定値であることを前提として説明して来た。しかし、一般に無線受信機の受信周波数は1つの固定値ではなく、決められた周波数帯域内の複数の周波数を受信周波数として使用する。受信周波数が変化した場合、すでに「従来技術」で説明したように、直流オフセット電圧は若干だが変動する。使用する周波数帯域内で、直流オフセット電圧の変動による受信特性の変動が許容できる範囲内であれば問題ないが、許容できないほどの特性劣化がある場合もありうる。このような場合、実施の形態1における直流オフセット電圧調整の動作を、次のようにすることで対応できる。即ち、受信する周波数帯域をいくつかの帯域に分割する。この帯域は、その帯域内における直流オフセット電圧の変動による受信特性の変動が許容できる範囲となるように設定すれば良い。分割した帯域毎に、上述のI信号側粗調、I信号側微調、Q側粗調、Q側微調を順次行いその結果を記憶し、受信動作時には受信周波数の属する帯域に対応して、記憶した各調整結果を読み出すのである。このようにすることで使用する周波数帯域すべてにわたって良好な受信特性を確保することができる。

【0098】この場合、直流オフセット電圧の時間変動が生じると、分割した帯域すべてに対して調整を行う必要が生じる。しかし、実際には直流オフセット電圧の時

間変動は、主として無線受信機を構成する回路内のバイアス電圧・電流の変動に起因するため、この変動は分割した帯域すべてに対してほぼ一様に現れると考えられる。例えば、ある帯域での直流オフセット電圧調整値がDAコンバータ27aの値で1だけ増加したとすると、他の帯域における直流オフセット電圧調整値もDAコンバータ27aの値で1だけ増加するわけである。従って、直流オフセット電圧の時間変動に対しては、次のようにして対応することができる。

【0099】そこで、図10を参照して、直流オフセット電圧の時間変動に対応する例について説明する。図10は、使用する周波数帯域すべてに直流オフセット電圧の時間変動を対応させる直流オフセット電圧調整量保持手段と直流オフセット電圧調整制御手段の構成例を示したものである。図10は基本となる基準値181と、直流オフセット電圧のずれ分を補正する補正值182と（補正值182は分割した帯域毎の補正值182a～182cからなる）、補正值182を選択する選択手段183と、補正值182を選択手段183により出力選択する受信帯域情報184と、基準値181と選択手段183の各出力値を加算する加算手段185と、加算手段185の出力である直流オフセット電圧の調整値186とから構成される。図10の例において、受信周波数の全帯域を帯域L、M、Hの3つに分割している。帯域Mで直流オフセット電圧調整を行った結果を基準値181とする。

【0100】他の帯域L、Hでの直流オフセット電圧調整は、基準値181を初期値として、基準値181からのずれ分を帯域Lの補正值182bと帯域Hの補正值182cに記憶する。直流オフセット電圧の調整結果としては、基準値181と受信帯域情報184と選択手段183により補正值182から必要である帯域の補正值を読み出し、185で加算して186に出力する。ここで、帯域が基準値を得た帯域である場合については、補正值を0とすれば良い。この例では帯域Mが基準値を得た帯域である。また、補正值182は、ずれ分のみを記憶すれば良いので、基準値181を記憶するのに必要な記憶素子規模に比べより小さい規模ですむ。以降の直流オフセット電圧調整における調整結果を基準値181に記憶すれば、自動的に直流オフセット電圧の時間変動は他の分割した帯域にも適応される。

【0101】ここで、無線受信機の受信周波数の設定（第1、および第2の局部発振周波数の設定）は、調整時においては、各帯域のいずれかの周波数（帯域のほぼ中央の周波数が望ましい）とすれば良い。また、無線信号受信に際して直流オフセット電圧調整値を出力する場合においては、受信する帯域がどの帯域に属するかを、受信帯域情報184により設定する。受信帯域情報184は、例えば、第1、第2の局部発振手段がPLL周波数シンセサイザにより構成される場合は、PLL周波

数シンセサイザの周波数設定情報を読み取ることで情報を得ればよい。この例のようにすることで、回路規模の拡大を見ることがなく、使用する周波数帯域すべてにわたっての直流オフセット電圧の時間変動を調整でき、良好な受信特性を確保することができる。

【0102】以上の説明では、無線受信機の雑音成分による、直流オフセット電圧調整への影響はないものとして来た。以下、図1及び図4を参照して、雑音成分を含む場合について説明する。実際には、図1の直交変調器17aの出力にはキャリアリークだけでなく、無線受信機の持つ雑音成分も含まれる。この雑音成分に対しては、位相検波器21b及び21cは単なるミキサとして働くので、雑音成分は周波数変換され、直流オフセット電圧検出結果に加算されることになる。直流オフセット電圧検出結果に含まれる雑音が直流オフセット電圧判定手段22内における基準電圧22c、22dの電圧を越すと、誤った判定結果が出力される。従って、単純に基準電圧22c、22dの設定条件、即ち収束判定となる範囲（収束判定範囲）を狭めるだけでは、直流オフセット電圧の調整精度を上げることはできない。

【0103】そこで、次に、図1を参照して、実施の形態1における直流オフセット電圧の調整精度を向上させる方法について説明する。位相検波器21b（または位相検波器21c）の出力には、前述のように直流オフセット電圧に比例した直流電圧と雑音成分、及び位相検波時に発生する高調波が含まれる。低域通過フィルタ21eの本来の役割は位相検波時に発生する高周波成分の除去であるが、この帯域をより制限することにより雑音成分も低減することが可能となる。低域通過フィルタ21eの通過帯域を狭めれば狭める程、より雑音成分を小さくすることが可能であるが、低域通過フィルタの帯域を狭めると、直流オフセット電圧調整手段を構成するDAコンバータ25a～28aの値を切り替えてから、その結果が直流オフセット電圧検出手段21の出力に反映されるまでの応答時間が長くなり、調整にはより時間を必要とすることとなる。そこで、直流オフセット電圧が大きい段階では低域通過フィルタ21eの帯域を広くとり、直流オフセット電圧が小さくなり高精度の調整が必要となったところだけ低域通過フィルタ21eの帯域を狭めるようにすれば良い。

【0104】なお、調整時間に対する制約がない場合、低域通過フィルタ21eの帯域を十分狭くし、無線信号に含まれる直流成分が直流オフセット電圧の検出値よりも十分小さく（例えば、20dB程度小さくすれば良い）することで無線信号を遮断することなく直流オフセット電圧調整をすることも可能である。

【0105】次に、図11及び図12を参照して、低域通過フィルタ21eの通過帯域を変化させる方法を説明する。まず、図11はOPアンプを用いたサレンキ型フィルタの例を示す。図11は抵抗701～704と容量

705、706とOPアンプ707と周波数を切り替えるスイッチ708、709とから構成されるサレンキ型フィルタからなる。図11に示すスイッチ708、709をオープンまたはショートすることによりフィルタの周波数特性が切り替えられる。またスイッチ708、709はMOSFETとスイッチ制御信号により簡単に構成することができる。

【0106】次に、図12にはgmアンプを用いたバイカッド型フィルタの例を示す。図12に示すバイカッド型フィルタは、gmアンプ711、712と、フィルタを構成する容量713、714と、gmアンプの電流源715、716と、電源717とからなる。図12に示すようなgmアンプと容量を用いたフィルタにおいては、電流源715、716の電流値を切り替えることでgmが変化し周波数特性が切り替えられる。このような方法により低域通過フィルタの通過帯域は容易に変化させることができる。

【0107】上述のように低域通過フィルタ21eの帯域を可変することに加え、図4に示す直流オフセット電圧判定手段22を構成する基準電圧22c、22dにより決まる収束判定電圧の範囲を可変することによって、より効果的に直流オフセット電圧の調整精度を向上することができる。すなわち、調整の開始時には、低域通過フィルタ21eの帯域を広くすることで調整時間を短くし、直流オフセット電圧がある値より小さくなったところで、低域通過フィルタ21eの帯域を狭くかつ基準電圧22c、22dにより決まる収束判定電圧の範囲を狭くする。ここで基準電圧は、抵抗に電流を流すことにより発生させた電圧を用いれば、この電流値を変化させることにより容易に変化させることができる。

【0108】なお、基準電圧22c、22dを可変する代わりに、増幅器21aの増幅度を可変としても同様の効果を得ることができる。ここで、増幅器の増幅度は、例えば、増幅器をgmアンプと負荷抵抗により構成すれば、gmアンプの動作電流を変えgm値を変化させることにより、容易に変化させることができる。

【0109】また、実施の形態1において、I信号側の直流オフセット電圧の調整とQ側の直流オフセット電圧の調整とを交互に行なう場合、次のような方法により、更に直流オフセット電圧調整の精度を向上することもできる。すなわち、I信号側直流オフセット電圧検出時には、図4のミキサ17eの信号入力を第2の中間周波数信号処理手段から切り離し、Q側直流オフセット電圧検出時にはミキサ17dの信号入力を第2の中間周波数信号処理手段から切り離すようにする。あるいは、I信号側直流オフセット電圧検出時には、ミキサ17eの局部発振入力を第3の局部発振手段出力18から切り離し、Q側直流オフセット電圧検出時には、ミキサ17dの局部発振入力を第3の局部発振手段出力18から切り離すようにしても同様の効果が得られる。この切り離しのため

のスイッチ回路の例を下記の図13に示す。

【0110】次に、図13を参照して、ミキサの局部発振入力を第3の局部発振手段の出力から切り離すためのスイッチ回路の例を説明する。図13におけるスイッチ回路は、スイッチ入力721と、第1の差動対722と、第2の差動対723と、1対の負荷抵抗724と、電流源725と、スイッチ入力721のバイアス電圧よりも十分高いまたは低い電圧を出力する第2の差動対723の制御電圧726と、スイッチ出力727と、電源728とからなる。スイッチ入力721から入力された信号は、制御電圧726が低い電圧を出力しているときには、第1の差動対722が動作し、負荷抵抗724を通してスイッチ出力727に出力される。また、制御電圧726が高い電圧を出力しているときは、第2の差動対723が動作してスイッチ入力721の信号は負荷抵抗724を通らない。要するに、スイッチの入力と出力とは切り離される。また、電流源725の電流は常に負荷抵抗724に流れるためスイッチ出力727のバイアス電圧はほぼ一定を保つことになる。

【0111】直流オフセット電圧調整の際、前述の方法でI信号側もしくはQ信号側を切り離しても、直流オフセット電圧検出が可能であることは、式1乃至式7により明らかである。I信号側調整時にはQ側を切り離し、また、Q側調整時にはI信号側を切り離すことにより、直流オフセット電圧調整時における直交変調器17a出力に含まれる雑音電力は半分になる。これにより、直流オフセット電圧の検出に対する雑音の影響は小さくなり、高精度に直流オフセット電圧を調整することができる。

【0112】次に、図1、図14及び図15を参照して、以上説明した直流オフセット電圧調整の調整能力を向上させる方法の動作を説明する。すなわち、上記では、図1に示した実施の形態1において、直流オフセット電圧調整の調整能力を向上させる方法として、低域通過フィルタ21eの帯域可変、基準電圧22c、22dの可変、ミキサ17aの信号入力または局部発振入力切り離しという3つの例を上げた。以下、これら3つの例を全て用いた場合の動作を、図1に基づき、図14、15のフローチャートを用いて説明する。なお、図14、15では、I信号側の調整である図9の(A)の152と153に対応して説明しており、Q側の調整である図9の(A)における154と155については同様の動作であり説明は省略してある。

【0113】初めに、図14において、スイッチ21dを切り替え、I信号側直流オフセット電圧の検出状態として(801)、Q側のミキサ17eの信号入力を第2の中間周波数信号処理手段から切り離すか、または、ミキサ17eの局部発振入力を第3の局部発振手段の出力から切り離す(802)。基準電圧22c、22dを粗調収束電圧に設定し(803)、低域通過フィルタ21

e帯域幅を粗調用帯域幅に設定する(804)。この状態で直流オフセット電圧判定手段22の結果に従い第1の直流オフセット電圧調整手段25を構成するDAコンバータ25aの値を1増加または1減少させる(805~808)。この動作を直流オフセット電圧判定手段22により収束判定されるまで繰り返す。

【0114】次に、スイッチ21dを切り替えてI信号側直流オフセット電圧の検出状態とする(811)。Q側のミキサ17eの信号入力を第2の中間周波数信号処理手段から切り離すか、または、ミキサ17eの局部発振入力を第3の局部発振手段の出力から切り離す(812)。基準電圧22c、22dを微調収束電圧に設定し(813)、低域通過フィルタ21e帯域幅を微調用帯域幅に設定する。(814)この状態で直流オフセット電圧判定手段22の結果に従い第3の直流オフセット電圧調整手段27を構成するDAコンバータ27aの値を1増加または1減少させる(815~818)。この動作を直流オフセット電圧判定手段22により収束判定されるまで繰り返す。次に、スイッチ21dをQ側の直流オフセット電圧を検出するように切り替え、同様にしてQ側の調整を行えば良い。なお、粗調と微調を連続して行なうようにすれば、微調でのスイッチ21dの切り替え(811)及びQ側のミキサの切り離し(812)は実施する必要がない。

【0115】次に、直流オフセット電圧調整の更新方法について詳細に説明する。無線受信機の直流オフセット電圧調整動作は、無線受信機がリセット状態から始まる時、例えば、電源投入時に実施する必要があるが、少なくとも1回完了した後は、直流オフセット電圧の時間変動のみを調整して行けば良い。この直流オフセット電圧の時間変動は、主として温度の変化による回路状態の変化により生じるが、温度の変化の時間的変化を考えると、速くとも1°C変化するのに数秒というオーダーであり、また、回路設計上温度補償を行えば、1°C程度温度が変化しても直流オフセット電圧の変化による特性劣化は無視できる範囲内となる。

【0116】従って、直流オフセット電圧の時間変動分の調整動作は、例えば、次のようにすることができる。すなわち、一旦直流オフセット電圧調整動作が終了した後は、直流オフセット電圧調整量保持手段24に記憶された調整値を初期値として、直流オフセット電圧判定手段の結果を1回だけ検出し、直流オフセット電圧調整手段を構成するDAコンバータの値を1だけ増加させるか若しくは減少させる、または変化なしとする。この調整結果により先の初期値を更新する。ここで直流オフセット電圧判定手段の結果の検出は1回だけに限る必要はなく、複数回検出してその多数決を用いても良い。直流オフセット電圧調整手段としては、第1から第4まですべてを用いても良いが、直流オフセット電圧の変動が小さいということを前提とするなら、第3及び第4の直流オ



フセット電圧調整手段を用いることが好ましい。

【0117】以下、図1及び図16のフローチャートを参照して、上記の点を踏まえた実施の形態1における直流オフセット電圧調整の更新方法を説明する。初めに無線信号を遮断する(821)。これは、前述のように、例えば、高周波アナログ信号処理手段12の電源をスイッチ12cにより切り離すことによって行なわれる。次に、先に調整した直流オフセット電圧の調整結果を直流オフセット電圧調整量保持手段24から読み出す(822)。スイッチ21dを切り替えてI信号側直流オフセット電圧の検出状態とする(823)。Q側のミキサ17eの信号入力を第2の中間周波数信号処理手段から切り離す、または、Q側のミキサ17eの局部発振入力を第3の局部発振手段の出力から切り離す(824)。

【0118】次に、基準電圧22c、22dを微調収束電圧(あるいはそれ以下の値)に設定し(825)、低域通過フィルタ21e帯域幅を微調用帯域幅(あるいはそれより狭帯域)に設定する(826)。この状態で直流オフセット電圧判定手段22の結果を3回検出する(827)。1増加の判定が3回中2回以上であればDAコンバータの値を1増加し、または、1減少の判定が3回中2回以上であればDAコンバータの値を1減少し、もしくは、それ以外の場合にはDAコンバータの値は変化なしとする(828～830)。この制御の論理を図17に示す。

【0119】次に、同様の方法でQ側の直流オフセット電圧の調整を行なう。まず、スイッチ21dを切り替えQ側直流オフセット電圧の検出状態とする(831)。I信号側のミキサ17aの信号入力を第2の中間周波数信号処理手段から切り離す、または、I信号側のミキサ17aの局部発振入力を第3の局部発振手段の出力から切り離す(832)。基準電圧22c、22dを微調収束電圧(あるいはそれ以下の値)に設定し(833)、低域通過フィルタ21e帯域幅を微調用帯域幅(あるいはそれより狭帯域)に設定する(834)。この状態で直流オフセット電圧判定手段22の結果を3回検出する(835)。1増加の判定が3回中2回以上であればDAコンバータの値を1増加、または、1減少の判定が3回中2回以上であればDAコンバータの値を1減少、もしくは、それ以外の場合にはDAコンバータの値は変化なしとする(836～838)。

【0120】この制御の論理を図17に示す。調整した結果により、直流オフセット電圧調整量保持手段24の初期値を更新する(839)。最後に無線信号遮断を解除し、受信可能な状態に戻す(840)。なお、ここではI信号側の調整に引き続いてQ側の調整を行なうとして説明したが、この順序は逆でも良い。

【0121】ここに示した更新動作(以降、この動作を微調2と呼ぶ)により、極めて短時間で、しかも高精度の調整を行ないながら直流オフセット電圧の調整を行な

うことができる。これにより、TDMA方式のような受信タイミングが明確に決まっており、直流オフセット電圧の調整に時間的余裕がない場合においても、十分な受信特性を確保することが可能となる。

【0122】次に、微調2の動作の適用タイミングの例について説明する。上述したように、直流オフセット電圧の時間的変化は小さく、TDMA方式での受信タイミング間隔(一般的には数msecから数百msecである)での変化による受信特性への影響は無視できる範囲である。本来受信動作を行なうごとにその直前で直流オフセット電圧調整を行なうのが望ましいが、直流オフセット電圧の変化を考えるとすべての受信動作ごとに行なう必要はない。従って、 $n$ 回( $n \geq 1$ )の受信動作毎に行なうようにしても良い。さらに、温度変化を監視しておき、温度変化が大きい場合は直流オフセット電圧調整を行なう間隔 $n$ を小さく設定し、温度変化が小さい場合は $n$ を大きく設定する、というように温度変化に応じて直流オフセット電圧調整の間隔 $n$ を可変すれば、より温度変化に適切に対応することができる。これは、予め温度変化とそれによる直流オフセット電圧の変化の関係と、直流オフセット電圧の変化と受信特性の劣化の関係について調べておくことにより実現可能である。なお、温度の監視は、例えば、サーミスタ等を使うことにより容易に実現することができる。

【0123】上記の調整において、温度変化や時間経過に対し調整できる範囲を越えた場合にも対応する必要がある。次に、図18を参照して、温度変化や時間経過により直流オフセット電圧が変化しDAコンバータにより調整できる範囲を越えた場合のリカバリーについて説明する。図18は直流オフセット電圧調整の異常を検出し復帰する手順を示すフローチャートである。

【0124】初めに、図18に示す微調2における直流オフセット電圧調整で、DAコンバータのオーバーフロー検出(211)を行い、検出された場合は、リセットをかけて(214)直流オフセット電圧の再調整を行う。検出されない場合には、ユニークワード(UW)が受信出来たか判定する(212)、受信できているときは正常と判断される(215)。ユニークワード(UW)が検出できない場合は、次にRSSI電圧の測定(213)を行う。予め設定された電圧よりも高い場合は、DAコンバータは正常であるが、直流オフセット電圧に誤差が生じていると判断し、リセットをかけて(214)直流オフセット電圧を再調整する。RSSI電圧が低い場合は、受信信号が受信感度に到達していないと判断し、正常と判断する(215)。

【0125】次に、図1を参照して、上記微調2の動作をさらに詳細に説明する。第3の直流オフセット電圧調整手段及び第4の直流オフセット電圧調整手段の少なくとも一方のDAコンバータがオーバーフローし所定の時間またはスロットを経過したところで、直流オフセット



電圧調整をリセットし、先に説明した様に、再び全ての第1、第2、第3、第4の直流オフセット電圧調整手段25～28により調整を行う。さらに受信信号強度検出手段19で検出した信号強度が十分に検波・復調できる場合であっても、ユニークワード(UW)が受信出来ない場合は、所定の時間またはスロットを経過したところで直流オフセット電圧調整をリセットし、すでに説明したように電源投入時と同様に直流オフセット電圧調整手段により調整を行う。

【0126】上記説明の組み合わせとして、どちらか一方が生じた時にリセットをかけることも可能である。これら検出により直流オフセット電圧調整に異常が生じた場合には、所定の時間またはスロットが経過しても状態に変化が無ければ、直ちにリセットし再調整し正常状態に復帰させることが出来る。先に説明したように、受信該当スロット以外で直流オフセット電圧調整を行うため、無線信号受信状態では、直流オフセット電圧検出手段21と直流オフセット電圧判定手段22は動作する必要が無く、直流オフセット電圧調整動作以外では電源を遮断することで更に動作電流を削減することが出来る。

【0127】以上説明した無線受信機において、連続受信モードとバースト受信モードでベースバンドのチャンネル選択フィルタの周波数特性切り替えによる有効性について説明する。TDMA/TDD方式のフレームフォーマットについては、既に「従来技術」の図42で説明した通りである。

【0128】連続受信モードとバースト受信モードでは、検波・復調手段の同期回路の動作クロックが異なり、連続受信モードでは低速クロックを用いている。そのため連続受信モードでは検波・復調手段において検波後のシンボル位置の変動に対し細かな同期引き込みができないために、チャンネル選択フィルタの帯域内群遅延特性の平坦性が要求される。また、バースト受信モードでは高速クロックであるため、シンボル位置の変動に対し細かな同期引き込みが出来るため、チャンネル選択フィルタの帯域内群遅延特性の平坦性が緩和される。一般に、フィルタの帯域内群遅延特性の平坦性は、広帯域のフィルタであったり、フィルタのQ(鋭さ)が低い構成となる。フィルタ帯域が広がると受信帯域内雑音が増加したり、隣接チャンネルからの妨害信号の減衰量が劣化する。

【0129】さらに無線受信機の局部発振周波数と無線信号の周波数がずれている場合も考慮するとフィルタの帯域内群遅延特性の平坦性が更に要求される。連続受信モードでは、無線受信機に要求される特性を満足する範囲でチャンネル選択フィルタを広めに設定し、感度、隣接チャンネル妨害波除去特性よりも、無線受信機の局部発振周波数と無線信号の周波数ずれにおいても確実に検波・復調できるフィルタ特性を与え、バースト受信モードではチャンネル選択フィルタを狭めに設定し、感度及び隣接

チャンネル妨害波除去特性を更に高めることでいずれの受信モードにおいても安定した受信特性を実現することができる。また、チャンネル選択フィルタの周波数特性の切り替え方法については、図11、12を参照して、既に直流オフセット電圧の調整精度を向上させる方法として説明した方法と同様の手段で実現することができる。

【0130】チャンネル選択フィルタの周波数を切り替える、これら構成では、周波数切り替え前後で直流オフセット電圧に変化が生じる場合には、直流オフセット電圧をそれぞれ調整し、保持手段で保持し状態変化に合わせて保持手段から読み出す方法により直流オフセット電圧を調整してもよい。以上説明した実施の形態の例では、それぞれ個別に説明してきたが、それを構成することによる回路の複雑さとその効果とを考慮して、適宜組み合わせ用いれば良い。

【0131】(実施の形態2)次に、図19乃至図33を参照して、本発明の実施の形態2における無線受信機について説明する。本実施の形態2における無線受信機は自動利得制御を有することを特徴とするものである。なお、図19中、図1と同一の符号を有するものは同一の要素であるため、その説明は省略するものとする。

【0132】図19は本発明の実施の形態2における無線受信機の基本的な構成を示すブロック図、図20は本発明の実施の形態2における第1の中間周波数信号処理手段の構成例を示すブロック図、図21は本発明の実施の形態2における利得切り替えの設定例を示す図表、図22は本発明の実施の形態2における第1の中間周波数信号処理手段による受信特性の測定結果を示す特性図、図23は本発明の実施の形態2における、受信信号強度検出手段の動作特性を示すグラフ図、図24は本発明の実施の形態2における、連続受信モードの動作を示すグラフ図、図25は本発明の実施の形態2における、利得切り替えの論理例を示す図表、図26は本発明の実施の形態2における、利得切り替えの手順を示すフローチャート、図27は本発明の実施の形態2における、利得切り替えの論理例を示す図表、図28は本発明の実施の形態2における、利得切り替え判定系を2系統有する場合の動作を示すタイミング図、図29は本発明の実施の形態2における、利得切り替え判定系を2系統有する場合の利得切り替え判定論理を示す図表、図30は本発明の実施の形態2における、バースト受信モードでの直流オフセット電圧調整動作の例を表す概念図、図31は本発明の実施の形態2における、連続受信モードでの直流オフセット電圧調整動作の例を表す概念図、図32は本発明の実施の形態2における、複数スロット受信動作での直流オフセット電圧調整動作の例を表す概念図、図33は本発明の実施の形態2における、複数スロット受信動作での利得切り替えの動作を表す概念図である。

【0133】まず、図19を参照して、本発明の実施の形態2における無線受信機の構成について説明する。図

2において、第1の中間周波数信号処理手段14は利得設定手段を有する緩衝増幅部14c及び直交ミキサ14bにより構成され、第1の中間周波数信号を第2の中間周波数信号に直交変換する。そこで、緩衝増幅部14cは、図20に示すように構成され、利得設定手段に用いる切り替えスイッチ14d及び14iと、緩衝増幅器14e並びに振幅制限機能を有する緩衝増幅器14fと周波数帯域制限手段14g及び信号減衰手段14hとから成る。ここで、切り替えスイッチ14dと14iとは、利得制御手段31からの利得切り替え制御信号14kにより連動して動作し、緩衝増幅器14eの経路または振幅制限機能を有する緩衝増幅器14fの経路のいずれかを選択する。

【0134】第2の中間周波数信号処理手段は16は利得設定手段を有する第1のベースバンド増幅器16g及び16h、並びに低域通過フィルタ16b及び16e、並びに第2のベースバンド増幅器16c及び16fにより構成され、第1の中間周波数信号処理手段14によりベースバンドに変換された第2の中間周波数信号を増幅・帯域制限するものである。また、受信信号強度検出手段19はリミッタアンプ17cに接続され受信信号レベルに比例した電圧を出力する第1の受信信号強度検出手段19aと第2の受信信号強度検出手段19bとにより構成され、第2の中間周波数信号処理手段17に接続されて無線信号強度を検出する。

【0135】利得制御手段31は受信信号強度判定手段33の判定出力結果を用いて、第1の中間周波数信号処理部14および第2の中間周波数信号処理部16に設けられた複数の利得設定手段の利得を切り替えるものである。利得保持手段32は利得制御手段31による利得切り替えの結果を記憶するものである。受信信号強度判定手段33はコンパレータ33a～33f、各コンパレータに対応する基準電圧33g～33lにより構成され、第2の受信信号強度検出手段19の出力より、複数の異なる信号強度を判定するものである。

【0136】次に、図19を参照して、本発明の実施の形態2における利得設定手段による利得状態設定例について説明する。以下の説明において、無線受信機は、利得状態として、利得が大きい順にAGC0モード、AGC1モード、AGC2モードの3つの利得状態を有するものとして説明する。この3つの利得状態は、例えば、図21のように設定する。図21に従って説明すると、AGC0モードにおいては緩衝増幅部14cおよび第1のベースバンド増幅器16g、16hは利得最大の状態、AGC1モードにおいては、第1のベースバンド増幅器16g、16hの利得のみを15dB下げる、AGC2モードにおいては緩衝増幅部14cの利得を15dB、第1のベースバンド増幅器16g、16hの利得を15dB下げる。これにより、無線受信機のダイナミックレンジをAGC0モードに対し、AGC1モードでは

15dB拡大、AGC2モードでは30dB拡大する。

【0137】さらにAGC2モードにおいては、利得を下げることに加え、図20に示すように、緩衝増幅部14cを、振幅制限機能を有する緩衝増幅器14fと周波数帯域制限手段14gと信号減衰手段14hとから構成することにより、利得を下げるだけでは対応できないような過大入力受信電界への対応も行なう。過大入力受信電界に対しては、振幅制限機能を有する緩衝増幅器14fにより振幅制限することで第2の中間周波数信号処理手段16の信号飽和を押さえ、かつ周波数帯域制限手段14gにより振幅制限に伴い発生する高調波成分を除去する。

【0138】そこで、図22を参照して、上記において高調波成分を除去した場合の効果について説明する。図22の(A)、(B)、(C)は実施の形態2(図19)の無線受信機により、 $\pi/4$ シフトDQPSK変調された信号を受信した場合の受信特性の測定結果の例である。ここで、この結果は直流オフセット電圧調整は完了しており、また利得切り替えも適切に設定した状態で得たものである。また、受信誤り率の水平な領域は、測定上の都合で0e-6までの確認としているものであり、エラー無しとみなして良い領域である。

【0139】図22の(A)は振幅制限機能を有する緩衝増幅器14f及び周波数帯域制限手段14gのない状態(すなわち振幅制限機能を有する緩衝増幅器14fを緩衝増幅器14eに置き換え、周波数帯域制限手段14gの帯域を十分広くした状態)での受信誤り率である。図22の(B)は振幅制限機能を有する緩衝増幅器14fを有するが周波数帯域制限手段14gのない状態での受信誤り率である。図22の(C)は振幅制限機能を有する緩衝増幅器14f及び周波数帯域制限手段14gのいずれをも有する状態での受信誤り率である。図22の(A)、(B)では、過大入力受信電界において受信誤り率の劣化が見られるが、図22の(C)ではそれは見られない。

【0140】このように、振幅制限を行なうことで、過大入力受信電界での受信誤り率は改善され、さらに、周波数帯域制限を加えることで、過大入力受信電界においても良好な受信特性を確保することができる。ここで、周波数帯域制限手段14gは、その減衰量を中間周波数の高次高調波を25dB以上減衰させるよう設定したものである。なお、周波数帯域制限手段14gの減衰量は前記25dB以上に限定されるものではなく、受信誤り率として十分な特性が得られるだけの減衰量に設定すれば良い。また、周波数帯域制限手段14gは、振幅制限機能を有する緩衝増幅器14fの出力マッチング回路、あるいは、直交ミキサ14bの入力マッチング回路により構成しても良い。

【0141】なお、上記説明での利得の切り替えは、緩衝増幅部14cと第1のベースバンド増幅器16g、1

6 hで行なうことに限定されるものではなく、直交ミキサ14b、第2のベースバンド増幅器16c、16fで行なっても良いし、また、それらと組み合わせて行なうようにしても良い。同様に利得の切り替え量についても15dBに限定されるものではなく、無線受信機各部の利得、雑音形態(Noise Figure)、ダイナミックレンジを考慮して、受信特性が最良となるよう設定すれば良い。

【0142】次に、本実施の形態における利得切り替えの手順について説明する。受信された無線信号の信号強度は、受信信号強度検出手段19の出力により、その振幅値にほぼ比例した直流電圧(以下この直流電圧をRSSI電圧と呼ぶ)として得ることができる。RSSI電圧を受信信号強度判定手段33により、予め設定した基準電圧と比較し、無線信号の強度がどのレベルにあるのかを判定する。この判定結果をもとに利得制御手段31は、利得状態の切り替えを行なうかあるいは現在の利得状態を保つかの制御を行なう。各利得状態の遷移を説明すると次のようになる。すなわち、AGC0モードの状態において利得切り替えなしの場合の次の状態はAGC0モード、利得切り替えありの場合はAGC1モードとする。AGC1モード状態において利得切り替えなしの場合の次の状態はAGC1モード、利得切り替えありで利得を上げる場合はAGC0モード、利得切り替えありで利得を下げる場合はAGC2モードとする。AGC2モードの状態において利得切り替えなしの場合の次の状態はAGC2モード、利得切り替えありの場合はAGC1モードとする。

【0143】次に、実施の形態2における直流オフセット電圧調整と利得切り替えの実施手順について説明する。この実施手順の設定においては、次の2点に留意する。1点目は、無線受信機が複数の利得状態を有する場合、各状態ごとに直流オフセット電圧の現われ方は当然異なってくる点である。従って、当然各利得状態ごとに直流オフセット電圧の調整を行なう必要がある。これは、前述の直流オフセット電圧の調整を、各利得状態毎に行なうことにより実現する。2点目は、直流オフセット電圧が存在する状態では、キャリアリークにより受信信号強度の判定を誤り、利得状態の設定を誤ってしまうことになる点である。これは直流オフセット電圧の調整を利得切り替え制御動作に先立って実施すれば解決される。なお、直流オフセット電圧の調整は、上記実施の形態1において説明した動作であることを前提とする。

【0144】上記、留意点を考慮した直流オフセット電圧調整と利得切り替えの実施手順は次のようになる。まず、無線受信機の利得状態を強制的にAGC0モードの状態に設定する。この状態での直流オフセット電圧の調整を行ない、結果を直流オフセット電圧調整量保持手段24(図19)に記憶しておく。次に、無線受信機の利得状態を強制的にAGC1モード状態に設定しこの状態

での直流オフセット電圧の調整を行ない、この結果を直流オフセット電圧調整量保持手段24に記憶しておく。次に無線受信機の利得状態を強制的にAGC2モード状態としこの状態での直流オフセット電圧の調整を行ない、この結果を直流オフセット電圧調整量保持手段24に記憶しておく。すべてのAGC状態に対応した直流オフセット電圧調整後、無線信号強度に応じた利得切り替え動作を行なう。各利得状態に対応した直流オフセット電圧を直流オフセット電圧調整量保持手段24より読み出すことにより、どの利得状態においても直流オフセット電圧の調整された状態で受信することができる。また、キャリアリークの影響を受けることなく、自動利得制御を正しく行なうことができ信号強度に最適な利得状態にて受信を行なうことができる。なお、ここではもっとも利得の高いAGC0モードより利得の高い方向に各調整を行なうように記したが、とくにこの順序である必要はない。

【0145】次に、本実施の形態2の図19に示す受信信号強度検出手段19の構成例について説明する。無線信号の利得を切り替えると、そのままではRSSI電圧は利得切り替えを行なった無線信号強度で不連続となり無線信号強度に対する比例関係がその点でくずれてしまう。RSSI電圧の情報は、検波手段20において受信電界強度の表示あるいは使用周波数の切り替え判定等に利用されるが、無線信号強度とRSSI電圧の関係が直線ではないと正しい無線信号強度を得ることができず不都合である。そこで、利得を下げた場合には、利得低下分によって見込まれるRSSI電圧の低下分をRSSI出力に加算するように受信信号検出手段19を構成し、RSSI電圧と無線信号強度との比例関係を保つ。この動作を、図23を用いて説明する。

【0146】そこで、図23を参照して、受信信号検出手段の動作を説明する。図23は無線信号強度に対するRSSI電圧の関係を表したものである。利得切り替え時に利得低下にともなうRSSI電圧の低下分をRSSI出力に加算しない場合、破線221のようにRSSI電圧はAGCモードの切り替わりで不連続に変化する。そこで各利得状態に応じて、利得低下分に相当するRSSI電圧の変化分を加算する。AGC1モードでは222の電圧を、AGC2モードでは222と223の電圧を加算する。これによりRSSI電圧と無線信号強度との比例関係が保たれる。

【0147】受信信号強度検出手段19は、受信した信号の振幅(交流信号)を整流・平滑化することにより直流電圧に変換する。このため本質的に、また、受信信号自体の持つ振幅成分により、リップル分を持つ。このリップルは平滑化の時定数を大きくすることで小さくすることができ、より検出精度を向上することができる。一方、時定数を大きくすることは、応答に時間を要することになる。次に説明を行なうが、本発明においては、利

得切り替え動作を無線信号到来後すみやかに行なう動作状態を有する。このためには、受信信号強度判定手段19の応答時間は当然速いことが望ましい。一方、検波手段20の要求する応答時間はそれよりも緩やかで良く、最適な応答時間は各々で異なる。そこで、各々に用いる回路を独立させることにより、無線信号の検出精度と利得切り替え動作各々に最適な条件を設定可能とすることができる。

【0148】次に、本実施の形態2における利得制御手段31の利得の切り替え制御のタイミングについて説明する。TDMA方式の無線信号を受信する場合において、無線機の動作状態は大きく2つの状態に区別することができる。即ち、無線受信機の動作タイミングとバースト送信される無線信号の到来タイミングとが非同期な状態と、無線受信機の動作タイミングとバースト送信される無線信号の到来タイミングの同期がとれている場合である。前者は、電源投入時の状態に代表され、この状態においては無線信号がいつ来るのか無線受信機側では不明である。後者は、通話時の状態に代表され、この状態では無線信号の来るタイミングは無線受信機側で明確となっている。

【0149】利得切り替えを行なうことにより、無線受信機のバイアス状態が変動し、この結果受信信号が乱れ、信号の欠落及びRSSI電圧の乱れが生じる。従って、信号受信期間中に利得切り替えを行なうことは受信特性上好ましくない。従来技術の項において説明した、図42の(B)の信号フォーマットを例として説明すると、受信特性を確保するためにはUW(583e)を正しく受信する必要がある。さらに、前記UW(583e)を正しく受信するためには、それ以前に、ビット同期が取れている必要がある。従って、スロット開始後速やかに利得切り替えを行なわなくてはならない。

【0150】同期が取れている状態においては、受信信号の予め設定されたスロット内のタイミングで無線信号強度を読み取り、その値が予め設定した値より大きい小さいかにより、利得状態を判断し、その利得状態は、次の受信の開始時より適用する自動利得制御方法をとることができる。(以降この自動利得制御の状態をバースト受信モードと呼ぶ。)

【0151】一方、非同期の状態においては、バースト送信された無線信号が到来した時点、すなわち受信スロットの開始時点で利得切り替えを行ない、必要な信号受信期間までに受信信号を安定して受信できるようにする。これは、次のようにして実現することができる。すなわち、単位時間間隔ごとに信号強度判定結果をサンプリングし、信号強度が、予め設定した値を越えかつ単位時間内での信号強度の変化が予め設定した変化量を越えた場合に利得を切り替えるようにする(以降この自動利得制御の状態を連続受信モードと呼ぶ)。同期、非同期の状態は、例えば、検波手段20により検知可能である

から、各状態に応じて適宜自動利得制御の状態を切り替えれば良い。なお、同期が取れている状態においても、信号フォーマットの構成上、利得切り替えから信号安定までの時間が信号受信に影響を及ぼさない範囲であるならば、上述の連続受信モードを用いても良い。

【0152】次に、図24を参照して、連続受信モードにおける利得切り替えの制御動作について詳細に説明する。この状態においては、いつ無線信号が到来するかわからない。無線信号が到来した時点において速やかに利得切り替えを行なう必要がある。しかも、信号受信中においては、RSSIのリプル分や無線信号のフェージングによる緩やかな時間変動による利得の切り替わりは避けなければならぬ。連続受信モードでの利得切り替えの制御は、単位時間間隔ごとに信号強度判定結果をサンプリングし、信号強度が設定値を越え、かつ、単位時間内での信号強度の変化が、予め設定した変化量を越えた場合に利得を切り替える。

【0153】さて、この動作を、図24を用いて詳細に説明する。ここで、無線受信機の構成としては、図19に示した実施の形態2を前提とする。また、ここでは、前述の通りAGC0モード、AGC1モード、AGC2モードの3つの利得状態を有するものとする。図24は、無線信号到来にともなうRSSI電圧の変化と、受信信号強度判定手段33における基準電圧(33gから33l)の設定と、受信信号強度判定手段33の出力(33aから33f)の時間的変化について示したものである。図24において、符号231~236は、各々基準電圧33g~33lを表す。また、237はRSSI電圧の変化を表す。また、符号238~243は、各々コンパレータ33a~33fの出力を表す。また矢印244は、受信信号強度判定手段33の出力、すなわちコンパレータ33aから33fの出力をサンプリングする点を示したものである。

【0154】受信信号強度検出手段19の出力であるRSSI電圧237は、受信信号強度判定手段33により6つの予め設定された基準電圧231~236と比較される。利得制御手段31は一定の時間間隔で受信信号強度判定手段33の出力238~243をサンプリングする。受信信号強度判定手段33の基準電圧は、各AGCモード毎に設定し、各AGCモードで切り替えて用いる。また、以下のように設定する。すなわち、基準電圧33g(231)、33h(232)、33i(233)、33j(234)、33k(235)、33l(236)の順に高く設定する。基準電圧33g(231)、33h(232)、33i(233)は利得を上げるための設定値とし、基準電圧33hを、利得を上げることが望ましい無線信号強度(受信特性の劣化が許容できない無線信号強度にマージンを考慮した値)に対応したRSSI電圧値に設定する。基準電圧33g(231)、33i(233)は基準電圧33h(232)に

対し、無線信号受信中におけるRSSI電圧のリップル分にマージンを考慮した程度の差を持たせる。

【0155】基準電圧33j(234)、33k(235)、33l(236)は利得を下げるための設定値とし、基準電圧33k(235)を、利得を下げるのが望ましい無線信号強度(第2の中間周波数信号処理手段16の飽和する無線信号強度にマージンを考慮した値)に対応したRSSI電圧値に設定する。基準電圧33j(234)、33l(236)は基準電圧33k(235)に対し、サンプリング間隔内で生じるRSSI電圧のリップル分にマージンを考慮した程度の差を持たせる。AGC0モードにおいては利得を上げる条件が存在しないが、この条件での基準電圧設定は利得切り替え制御に支障のないような値としておけば良い。例えば、基準電圧31g、31h、31iを基準電圧31jより低い値とすれば良い。また、AGC2モードにおいては利得を下げる条件が存在しないが、この条件での基準電圧設定も同様に利得切り替え制御に支障のないような値としておけば良い。例えば、基準電圧33j、33k、33lを基準電圧33iより高い値とすれば良い。

【0156】利得制御手段31は、コンパレータ出力33a(238)から33f(243)をサンプリングし、図25の利得切り替え条件に従って利得の制御を行なう。図25において、“0”及び“1”はコンパレータの出力状態を表す。“0”は、RSSI電圧がコンパレータに対応する基準電圧より低い状態を、“1”はRSSI電圧がコンパレータに対応する基準電圧以上の状態を表す。例えば、RSSI電圧がコンパレータ33dに対応する基準電圧33jより小さい場合にコンパレータ33dの出力状態は“0”、逆に大きい場合は“1”である。

【0157】ここで、図25を参照して、利得制御手段31における利得切り替えの条件を説明する。すなわち、利得を下げる条件は、1サンプル前の受信信号強度が基準電圧33jより小さく、現在のサンプル値が基準電圧33k以上となった場合、または、1サンプル前の受信信号強度が基準電圧33j以上で33kより小さく、現在のサンプル値が基準電圧33l以上となった場合である。利得を上げる条件は、1サンプル前の受信信号強度が基準電圧33i以上で、現在のサンプル値が基準電圧33hより小さくなった場合、または、1サンプル前の受信信号強度が基準電圧33iより小さく33h以上で、現在のサンプル値が基準電圧33gより小さくなった場合である。

【0158】なお、サンプリング間隔については、無線信号によるRSSI電圧の変化の立ち上りおよび立ち下りの時間程度の時間に設定すれば良い。例えば、RSSI電圧の立ち上り・立ち下り時間が10 $\mu$ secであれば、サンプリング間隔は5から10 $\mu$ sec程度に設定すれば、1サンプル前のRSSI電圧と現在のRS

SI電圧の差を適切に観測でき、また、利得切り替えまでの時間も十数 $\mu$ secの時間で済む。

【0159】以上説明したように動作することにより、バースト送信された無線信号が到来しRSSI電圧が立ち上がったところで確実に利得を切り替えることができる。また、例えば、特定の基準電圧を越したところで利得を切り替えるような制御の場合、信号強度が基準電圧より少しだけ小さい状態から始まりゆっくりとした電界変動により基準値を少しでも越えた場合、その時点で利得が切り替わり、受信信号が乱れてしまうが、上記の利得切り替え制御とすれば、信号受信中において多少の電界変動があっても利得が切り替わることがなく安定して受信することができる。さらに利得を上げる無線信号強度と戻す無線信号強度を独立して設定することは、利得の切り替え動作にヒステリシスを持たせることになり、信号受信中における電界変動の影響をさらに受け難くしている。このように、本発明によれば、無線信号と非同期の状態でも、確実に利得を切り替えることができ、しかも、受信中に多少の電界変動があっても利得が切り替わることがないため、安定した受信特性を得ることができる。

【0160】次に、図19及び図26を参照して、利得状態がAGC2モードとなる場合を例に連続受信モードにおける利得切り替え制御動作の時間的流れを説明する。なお、利得切り替え制御動作に入る前に直流オフセット電圧調整動作は完了しているものとする。まず、連続受信モードに設定後、利得状態をAGC0モードとする(261)。ここで、始めの状態をAGC0モードから行なうのは、例えば、AGC2モードの状態、AGC0モードに適した無線信号強度の信号を受信しても無線受信機としての利得が低くまた受信感度もAGC0モードの状態に比べて悪い、RSSI電圧が雑音に埋もれてしまい、正しく検出できないからである。次に、直流オフセット電圧調整値としてAGC0モードに対応した値を出力し(262)、受信信号強度判定手段33の基準電圧33gから33lをAGC0モード用の基準電圧に設定する(263)。受信信号強度判定手段33のコンパレータ出力33aから33fに対するサンプリングを行なう(265)。バースト送信された無線信号の到来に伴いRSSI電圧が上昇しサンプリングした結果に変化が生じる。利得制御手段31はサンプリングした結果が、前述の図25に示した利得を下げる条件であった場合、AGC1モードへの切り替え動作に移行する。そうでない場合は、AGC0モードの状態をコンパレータ出力のサンプリングを繰り返す。なお、連続受信モード終了時には、サンプリングを停止し動作を終了する(264)。

【0161】次に、AGC1モードへの移行について説明する。まず、利得状態をAGC1モードに設定する(267)。直流オフセット電圧調整値としてAGC1



モードに対応した値を出力する(268)。受信信号強度判定手段33の基準電圧33gから33lをAGC1モード用の基準電圧に設定する(269)。ここで、前述したように利得切り替えを行なった場合、RSSI電圧に一時的な乱れが生じることを考慮し、この乱れが安定するまで、次の利得切り替えのためのコンパレータ33a乃至33f出力のサンプリング動作を停止する(270)。この安定待ちを行なった後、コンパレータ33a乃至33f出力のサンプリングを再び行なう(271)。サンプリングした結果が前述の図25に示した利得を下げる条件であった場合AGC2モードへの切り替え動作に移行する。若しくは、サンプリングした結果が利得を上げる条件であった場合はAGC0モードへの切り替え動作に移行する。または、そのいずれでもない場合はAGC1モードの状態ではコンパレータ出力のサンプリングを繰り返す。

【0162】次に、AGC2モードへ移行する場合について引き続き説明する。利得状態をAGC2モードに設定する(273)。直流オフセット電圧調整値としてAGC2に対応した値を出力する(274)。受信信号強度判定手段33の基準電圧33gから33lをAGC2モード用の基準電圧に設定する(275)。ここで、前述したように利得切り替えを行なった場合、RSSI電圧に一時的な乱れが生じることを考慮しこの乱れが安定するまで、次の利得切り替えのためのコンパレータ33a乃至33f出力のサンプリング動作を停止する(276)。この安定待ちを行なった後、コンパレータ33a乃至33f出力のサンプリングを再び行なう(277)。

【0163】無線信号のバースト送信終了にともないRSSI電圧は低下して行き、やがてサンプリングした結果が図25に示した利得を上げる条件になると、AGC1モードへ移行する。AGC1モードへの移行は前述のAGC0モードからAGC1モードへの移行と同様である。無線信号のバースト送信が終了した状態では、RSSI電圧は急速に立ち下がるため、AGC1モードでのRSSI安定待ち後、コンパレータ出力のサンプリングを再開すると、すぐに利得を上げる条件となる。従って、利得状態はAGC0モードへすみやかに移行する。すなわち、次の動作を行なう。利得状態をAGC0モードに設定する(279)。直流オフセット電圧調整値としてAGC0に対応した値を出力する(280)。受信信号強度判定手段33の基準電圧33gから33lをAGC0モード用の基準電圧に設定する(281)。ここで、前述したように利得切り替えを行なった場合、RSSI電圧に一時的な乱れが生じることを考慮して、この乱れが安定するまで次の利得切り替えのためのコンパレータ33a乃至33f出力のサンプリング動作を停止する(282)。この安定待ちを行なった後、コンパレータ33a乃至33f出力のサンプリングを再び行ない

(284)、つぎの無線信号の到来を待つ。このような動作は無線信号がバースト送信され到来する度ごとに、連続受信モードが終了するまで(283)、繰り返し行なわれる。

【0164】上記で説明した図26のフローチャートによる連続受信モードにおける利得切り替え制御動作では、AGC2モードから利得を上げる場合、一旦AGC1モードの状態では利得切り替え条件か否かの検出を行っていた。ここで連続受信モードにおけるAGC2モードから利得を上げる場合を考えてみると、それは無線信号のバースト送信、言い換えると受信スロットが終了した時点である。本実施の形態における利得切り替え動作では、受信スロット内での利得の切り替え動作は起こらないように設定しているのであるから、AGC2モードから利得を上げる動作となるのはバースト送信終了時点以外に有り得ない。従って、連続受信モードにおいては、AGC2モードから利得を上げる動作は次のようにしても良い。すなわち、AGC2の状態では利得を上げるという条件となった時点で、強制的にAGC0に移行してしまうのである。これは前述の図26のフローチャートにおいてAGC2モードからAGC1モードへの移行動作(286から287への移行動作)を、AGC2モードからAGC0モードへの移行動作(286から288への移行動作)に変更することで容易に実現できる。また、強制的にコンパレータ33aから33fの出力を制御してAGC1モードを経てAGC0モードとしても良い。このようにすることにより、バースト送信される無線信号の終了時点で、より確実に、また、すみやかに利得を初期のAGC0モード状態に戻すことが可能となり、すべての無線信号を最適な利得状態で確実に受信することができる。

【0165】連続受信モードにおける利得切り替え動作は、前述の通り利得を下げる条件と利得を上げる条件とはヒステリシスを有する形となっている。従って、利得を上げる動作については、前述の条件に次の条件を加えてもバースト送信される無線信号受信中の利得切り替えは発生せず支障はない。そこで、RSSI電圧が予め設定した値より小さくなった場合に利得を上げる条件を追加しても良い。例えば、RSSI電圧が基準電圧33gより小さくなったところで利得を上げるようにする。この条件を前述の図25の条件に加えた条件は、図27に示すようになる。図25の利得切り替えの条件との違いは、利得を上げる場合の条件のみである。基準電圧33gに対応したコンパレータ33aの出力が“0”となったところで利得を上げるため、利得を上げる条件は簡単になっている。利得切り替え後のRSSI安定時間を短くした場合、RSSIの乱れにより図25の判定条件が適用できなくなる可能性があるが、本条件はこのような場合に有効に作用する。これにより、バースト送信終了後、より確実に利得状態をAGC0モードまで戻すこと



ができ、すべての無線信号を最適な利得状態で確実に受信することができる。

【0166】また、利得切り替え動作後、RSSI電圧の安定を待つ間、コンパレータ33a乃至33f出力のサンプリングは停止するが、安定待ちの時間を長く取り過ぎるとその間にRSSI電圧は立ち上りきってしまうか、立ち下がりきってしまう、変化のない状態となる可能性がある。この場合、サンプリングを再開した直後のコンパレータ出力サンプリング値と次のサンプリング値との間の差はなくなってしまい、図25に従った利得切り替え制御ができなくなる。このような場合には、サンプリングを再開した直後のコンパレータ出力値を、強制的に次のように設定すれば確実に利得切り替え制御ができる。すなわち、コンパレータ33a乃至33c出力を全て1、コンパレータ33d乃至33f出力を全て0とする。これは、強制的に基準電圧33gから33lの設定を行なうことによっても、また、利得制御手段31内において論理的な処理を行なうことによっても容易に実現できる。このようにすることによって、安定待ち時間の設定の如何を問わず、確実に利得切り替えを行なうことができる。

【0167】次に、図19及び図28を参照して、さらに、利得切り替え動作をより確実に、しかも速やかに行なう方法について説明する。これは、コンパレータ33a乃至33f出力のサンプリングと利得切り替えの判定を行なう系を複数系統持つ方法である。図28において、矢印は受信信号判定手段33の出力33aから33fをサンプリングするタイミングを示す。また、図24同様、符号238～243は、それぞれコンパレータ33a～33fの出力を表す。例えば、コンパレータ33a乃至33f出力(238～243)をサンプリングして、上記図25による利得切り替え制御の結果を有する判定系1(331)と、判定系1のサンプリング間隔から1/2周期ずらしてコンパレータ33a乃至33f出力をサンプリングして、上記図25による利得切り替え制御の結果を有する判定系2(332)とを用意する。この2つの判定系の結果から、図29に示したような条件に従って実際の利得切り替えを行なう。

【0168】次に、図29を参照して、判定系が2系統ある場合の利得切り替え判定論理について説明する。すなわち、判定系1と判定系2との判定結果の論理和をとり、実際の利得を制御する。言い換えると、2つの判定系のうちいずれかが利得を上げるという判定であれば、利得を上げ、いずれかが利得を下げるという判定あれば利得を下げる。判定系1と判定系2の判定結果が合い矛盾する場合は、利得切り替えは行なわないものとする。このようにすれば、判定系1(331)と判定系2(332)のいずれか速い側のタイミングで利得切り替え制御を行なうことができ、また、雑音等の影響によりどちらかの判定系が利得切り替えの条件とならなかった場合

においても、もう一方の判定系により確実に利得切り替え制御を行なうことができる。

【0169】なお、判定系1(331)及び判定系2(332)の利得切り替えの論理は、図25に示した条件の代わりに図27に示した条件を用いても良い。また、利得切り替え後の処理についても、前述のようにコンパレータ33a乃至33c出力を全て1、コンパレータ33d乃至33f出力を全て0とする方法、あるいは、AGC2からの戻りの時についても強制的にAGC0に戻すという方法を組み合わせて用いても良い。この場合、判定系1、2の状態に矛盾を生じさせないために、利得切り替え後の処理は、判定系1、2の何れにも適用することが好ましい。

【0170】次に、図19を参照して、バースト受信モードでの利得切り替えの設定方法について説明する。先に説明したように、バースト受信モードにおいては受信信号の任意の時点での無線信号強度を読み取り、その値が予め設定した値より大きい小さいかにより利得状態を判断し、その利得設定は、次の受信時に反映する。これは、次のようにして実施することができる。すなわち、コンパレータ33aから33fの内、利得を上げるためにに適した出力と利得を下げるために適した出力を選択し、それぞれの出力値によって利得状態を判断するのである。例えば、コンパレータ33bの出力により利得を上げる判断をし、コンパレータ33eの出力により利得を下げる判断をする。このようにすることで、受信信号強度判定手段33はバースト受信モードと連続受信モードで共通して使用することができ、回路規模を小型化することができる。また、バースト受信モード時に基準電圧33h、33kを切り替えるようにして、利得切り替えを行なう受信信号強度の最適化を図るようにしても良い。

【0171】一旦、直流オフセット電圧の調整が終わったその後の調整は、直流オフセット電圧の時間変動分のみを調整すれば良いが、この調整のタイミングは受信動作の直前が最も好ましい。受信動作に最も近い時点において調整を行えば、最も確からしい調整値が得られるはずだからである。ただし、直流オフセット電圧の時間的変動が大きくないということを前提とするなら、必ずしも、受信動作の直前である必要はない。また、直流オフセット電圧の調整は、無線信号を受信する動作に追加された動作であるため、消費電流の削減という観点からは、少しでも調整に要する時間を短くすることが好ましい。

【0172】次に、上記の点を踏まえた、本実施の形態2における直流オフセット電圧調整の方法について3つの例をあげて説明する。まず、前述のバースト受信モードにおける直流オフセット電圧調整方法について説明する。バースト受信モードにおいては、受信するスロットがどのような利得状態なのか予め知ることができる。従

って、受信するスロットの利得状態に対応した調整のみ行なうだけで、その受信スロットに最適の調整値が得られる。また、この調整は、直流オフセット電圧の時間的変動が大きくないということを前提とするなら、前述の微調2の動作のみで十分である。

【0173】次に、図30を用いて、バースト受信モードにおける直流オフセット電圧調整方法を具体的に説明すると次のようになる。m回目の受信の利得状態がAGC1モードである時(331)はそれに先立ちAGC1モードで微調2の調整のみを行なう(332)。m回目の受信により利得状態がAGC2モードに切り替わるよう判断されると(333)、m+1回目の受信動作に先立ってAGC2モードで微調2の調整のみを行なう(334)。この直流オフセット電圧調整は、各受信動作ごとに行なっても良いし、若しくは、n回受信ごとに行なっても良い。または、実施の形態1で説明したように、温度変化の度合いに応じてnを可変とするようにしても良い。

【0174】次に、図31を用いて、前述の連続受信モードにおける直流オフセット電圧調整方法について説明する。連続受信モードにおいては、受信するスロットがどのような利得状態となるかは不明である。従って、無線受信機の持つ利得状態すべてについて調整を行なう。具体的に図31を用いて説明すると次のようになる。m回目の受信動作に先立ってAGC0モードでの微調2、AGC1モードでの微調2、AGC2モードでの微調2の動作を行なう(351)。また、次のm+1回目の受信においても、受信動作に先立ち、AGC0モードでの微調2、AGC1モードでの微調2、AGC2モードでの微調2の動作を行なう(352)。この調整は、各受信動作ごとに行なっても良いし、若しくは、n回受信ごとに行なっても良い。または、実施の形態1で説明したように、温度変化の度合いに応じてnを可変とするようにしても良い。

【0175】このようにすることにより、良好な受信特性を保ちながら、直流オフセット電圧調整に要する時間を最小限とすることで消費電流の増加を防ぐことができる。なお、多少の消費電流の増加はあるが、バースト受信モードにおいても連続受信モードにおける調整方法、すなわちすべての利得状態について微調2を行なう動作を組み合わせて実施しても良い。

【0176】さらに、直流オフセット電圧調整のもう1つの方法について説明する。この方法は、受信動作に先立つ調整としては1つの利得状態に対する微調2の動作のみを行ない、調整のたびに、調整を行なう利得状態を切り替える方法である(以降この調整方法を分割オフセット電圧調整と呼ぶ)。具体的に説明すると、m回目受信に先立つ調整はAGC0モードでの微調2、m+1回目の受信に先立つ調整はAGC1モードでの微調2、m+2回目の受信に先立つ調整はAGC2モードでの微調

2、そしてm+3回目の受信に先立つ調整では再びAGC0モードの微調2を行なうという動作である。ここで、調整を行なう利得状態の順番はAGC0、1、2モードの順に限るものではない。また、この調整は各受信動作ごとに行なっても良いし、若しくは、n回受信ごとに行なっても良い。または、実施の形態1で説明したように、温度変化の度合いに応じてnを可変とするようにしても良い。以上、説明した分割オフセット電圧調整は、特に、TDMA/TDD方式で複数スロットを使用し、しかも、各スロットごとに利得状態が異なる可能性がある場合に特に有効な方法である。

【0177】次に、図32を参照して、上記分割オフセット電圧調整の動作を説明する。図32でa1、b1、c1、d1は送信スロット、a2、b2、c2、d2は受信スロットである。いま、a2、b2を受信に使用し、c2、d2は未使用のスロットであるとする。この場合特にスロットb2の直前のスロットは受信動作に使用するので、ここで直流オフセット電圧調整動作を行なうことはできない。そこで、例えば、未使用のスロットであるスロットd2で分割オフセット電圧調整動作を行なう。m回目受信に先立つ調整はAGC0モードでの微調2(371)、m+1回目の受信に先立つ調整はAGC1モードでの微調2(372)、m+2回目の受信に先立つ調整はAGC2モードでの微調2(373)、そしてm+3回目の受信に先立つ調整では再びAGC0モードの微調2を行なうようにする(374)。

【0178】分割オフセット電圧調整動作によれば、すべての利得状態に対応した直流オフセット電圧調整が可能であるから、a2、b2スロットの利得状態が異なっても、各々に対する最適な直流オフセット電圧調整結果を得ることが可能である。分割オフセット電圧調整動作は、特に、受信スロットにおいて実施する必要はなく、送信側のスロットの空きスロットで実施しても良い。ただし、分割オフセット電圧調整動作を送信スロットにおいて実施する場合は、送信手段30の動作による影響(たとえば、送信信号の飛び込み等)を避けるため、送信休止の状態で行なうことが望ましい。

【0179】次に、図33を参照して、本実施の形態2において、TDMA/TDDシステムで複数スロットを使用した場合の利得切り替え動作の方法を説明する。図33において、a1、b1、c1、d1は送信スロット、a2、b2、c2、d2は受信スロットを表す。図33では、受信に使用するスロットが、2つのスロットである場合を示している。

【0180】前述の通り、利得切り替えモードとしては、無線信号到来時に利得を切り替える連続受信モードと、利得切り替えは次の受信開始時に行なうバースト受信モードとがある。複数スロット使用時について特に留意が必要なのは、バースト受信モードでの動作である。複数スロット使用時には、各スロット毎に無線信号強度

が異なる可能性が有り得るため、各スロット毎に利得状態の適用を行なう必要があるためである。従って、バースト受信モードにおける利得状態の適用は、各スロット毎に対応させて行なう必要がある。以下、その点について、図33を用いて具体的に説明する。今、スロットa2、b2を使用する場合、nフレームのスロットa2の利得状態はn+1フレームのスロットa2に(411)、nフレームのスロットb2の利得状態はn+1フレームのスロットb2に適用する(412)。

【0181】また、使用するスロットの切り替えがある場合は、切り替え前のスロットの利得状態は、切り替え後のスロットに適用させる必要がある。それを図33を用いて説明すると、図33では、n+1フレームからn+2フレームで使用するスロットがスロットa2からスロットc2に切り替わった場合を示しているが、この場合、n+1フレームのスロットa2の利得状態は、n+2フレームのスロットc2に適用する(413)。一方、スロットの切り替わりがないスロットb2については、n+1フレームのスロットb2の利得状態はn+2フレームのスロットb2に適用する(414)。

【0182】これは、次のようにスロットに整理番号を与え、整理番号に対応して各スロットの利得状態を適用するようにすることで実現できる。すなわち、図33に従って説明すると、スロットa2に対し整理番号1を与え(415)、スロットa2の利得状態を整理番号1に対応する利得状態として利得保持手段32に記憶する。整理番号1の利得保持手段32の情報は以降、整理番号1が与えられたスロットに対し適用される(417)。同様に、スロットb2に対し、整理番号2を与え、スロットb2の利得状態を整理番号2に対応する利得状態として利得保持手段32に記憶する(416)。整理番号2の利得保持手段32の情報は以降、整理番号2が与えられたスロットに対し適用される(418、419)。

【0183】このように、使用するスロットが切り替わった場合は、与えられた整理番号を引き継げば良い。すなわち、スロットa2からスロットc2に切り替わる場合は、スロットc2に整理番号1を与えるのみでよい(420)。ここでは2つのスロットを使用する場合を例として説明したが、より多くのスロットを使用する場合においても、使用するスロットの数だけ整理番号を用意し、このような動作を行えば良い。このようにすることで、使用するスロットに対応して適切な利得状態が設定することができ、複数スロットを使用する場合においても良好な受信特性を得ることができる。

【0184】(実施の形態3)次に、本実施の形態3において、実施の形態2で得られた各利得状態の直流オフセット電圧調整の結果をさらに改善する方法を説明する。基本的な無線受信機の構成及び直流オフセット電圧の調整方法及び利得切り替え方法自体は、実施の形態2と同様である。

【0185】利得状態は図19、20に見られるように、自動利得制御により第1の中間周波数信号処理手段14と第2の中間周波数信号処理手段16の利得を切り替える。すでに図1、図4により実施の形態1で説明したように、第2の中間周波数信号処理手段16で生じた直流オフセット電圧は、第1の直流オフセット電圧調整手段25と第2の直流オフセット電圧調整手段26とで調整され、第3の直流オフセット電圧調整手段27と第4の直流オフセット電圧調整手段28とで残りの直流オフセット電圧が調整される。図19の実施の形態2においては、直流オフセット電圧調整はAGC0、1、2モードの各利得状態ごとに行なうが、この際、無線受信機の利得はAGC0モードに対し、AGC1、2モードでは第2の中間周波数信号処理手段16の利得が下げられる。しかし、各AGCモードとも直流オフセット電圧判定手段22により同一の収束判定範囲にしか調整出来ない場合、AGC1、2モードでは利得が下げられた分、調整後の直流オフセット電圧に対する受信無線信号の比がAGC0モード同等に確保することができない。

【0186】これを改善するためには、第2の中間周波数信号処理手段16の利得が下げられた時には、それに従って直流オフセット電圧判定手段22の収束判定範囲を狭くすることにより解決することができる。例えば、AGC0モードで第2の中間周波数信号処理手段16の利得は30dBであり直流オフセット電圧検出手段21の収束判定範囲は100mVであった場合に、AGC1モードでは第2の中間周波数信号処理手段16の利得が15dBであるから、直流オフセット電圧判定手段22の収束判定範囲は18mVとする。AGC2モードの第2の中間周波数信号処理手段16の利得はAGC1と同一であるので直流オフセット電圧検出手段22の収束判定範囲は18mVで良いことになる。なお、ここでは利得状態と収束判定範囲を比例させているが、その限りではない。

【0187】また、この際、第3の直流オフセット電圧調整手段27と第4の直流オフセット電圧調整手段28によるDAコンバータ1ビット当たりの変化量も同様に、AGC0に対しAGC1及びAGC2モードでは小さくする。これにより、直流オフセット電圧に対する受信無線信号の比をAGC0、1、2すべてのモードで同等に確保できる。

【0188】ここで、図34を参照して、DAコンバータの1ビット当たりの変化量を可変する方法について説明する。DAコンバータの構成は図7、8ですでに説明した通りであるが、図34を用いてさらに具体的な方法を説明する。図34に示すDAコンバータは、吸い込み電流源431、434と、電流源434と電流の向きのみが異なる吐き出し電流源435と、電流源制御スイッチ436、439とで構成される。DAコンバータを構成する各電流源431乃至435の電流値を任意に切り

替えることで、直交ミキサの出力負荷抵抗とDAコンバータの出力電流の積を任意に設定できる。例えば、電流源431 =  $I_o \times z$  ( $z > 0$ の実数)、432 =  $2 I_o \times z$ 、電流源433 =  $4 I_o \times z$ 、電流源434 =  $8 I_o \times z$ 、電流源435 =  $-8 I_o \times z$ とし、AGC0モードとAGC1モードで第2の中間周波数信号処理手段16の利得差が15dBであれば、 $z$ を5.62に設定することで実現できる。電流値の切り替え手段は、図示しないがカレントミラー回路により容易に構成できる。

【0189】さらに、AGC1、2モードでは、AGC0モードよりも低いレベルの直流オフセット電圧を検出するため、直流オフセット電圧検出手段21の低域通過フィルタ21eのカットオフ周波数を狭くし、雑音帯域をさらに制限することで直流オフセット電圧が検出しやすくなる。なお、ここでは直流オフセット電圧判定手段22の収束判定範囲を切り替えたが、すでに第1の実施例で説明しているようにキャリアリークを増幅する増幅器21aの利得を切り替えても同様の効果が得られる。さらに、これら方法は組み合わせて行うことで、より高精度な直流オフセット電圧調整ができる。

【0190】(実施の形態4) 次に、図35を参照して、本発明の実施の形態4における直流オフセット電圧調整方法について説明する。図35は本発明の実施の形態4における、すべての利得状態に対し、直流オフセット電圧の時間変動を対応させる直流オフセット電圧調整量保持手段と直流オフセット電圧調整制御手段の構成例を示すブロック図である。上記では、実施の形態2及び3として、直流オフセット電圧調整を各AGCモード毎に行う方法について説明したが、次に実施の形態4として、予め各AGCモード毎に直流オフセット電圧調整を行い、調整値を保持手段に保持し、その後は、時間経過等とともに変化する直流オフセット電圧の調整を、各AGCモード共通のオフセット電圧更新値を与えることにより調整する方法について説明する。基本的な構成は、実施の形態2と同様であり、ベースバンド直流オフセット電圧の調整方法と自動利得制御の動作は実施の形態2で説明しているので、ここでは省略する。

【0191】また、実施の形態3で説明したように、第2の中間周波数信号処理手段16の利得状態に従って直流オフセット電圧検出手段21の低域通過フィルタ21eや直流オフセット電圧判定手段22の基準電圧22c、22dからなる収束判定範囲や微調でのDAコンバータの1ビット当たりの調整量を変化させる。ここでは、第2の中間周波数信号処理手段16の利得状態と直流オフセット電圧判定手段22の基準電圧22c、22dからなる収束判定範囲及び微調によるDAコンバータの1ビット当たりの調整量は比例させるものとする。

【0192】以下、具体的な例をあげて説明する。一旦、直流オフセット電圧調整が終了した後の直流オフセット電圧の変動要因は、時間経過により変動する温度に

よる変動が大きい。温度が変化した場合、直交ミキサの出力直流電圧の影響が最も大きく支配的である。理由としては、第2の中間周波数信号処理手段16において直交変調器までの利得が最も高いためである。

【0193】図35は、AGC0を基準として、全てのAGCモードにおける直流オフセット電圧の時間変動を対応させる直流オフセット電圧調整量保持手段24と直流オフセット電圧調整制御手段23の構成例を示したものである。この例では、3つのAGCモードについて説明する。図35の構成は、直流オフセット電圧調整の基準値441と、AGC0モードの補正值442と、AGC1モードの補正值443と、AGC2モードの補正值444と、選択手段445と、補正值442～444を選択する選択信号446と、加算手段447と、直流オフセット電圧の調整値出力448とからなる。また、補正值442乃至444は粗調、微調の補正值を合わせ持つものとする。

【0194】基本的な直流オフセット電圧調整は実施の形態2ですでに説明したとおりである。実施の形態2と同様の手順でAGC0モードで直流オフセット電圧調整し調整結果を基準値とする。他2つのAGCモードでの直流オフセット電圧調整は、基準値441からのずれ分を補正值443、444として記憶する。これは、電源投入時の粗調と微調で行えばよい。直流オフセット電圧の調整結果としては、基準値441と各AGCモードの補正值442～444を加算して出力する。

【0195】ここで、基準値を得たAGCモードがAGC0である場合については、補正值442を0とすれば良い。また、補正值442～444はずれ分のみを記憶すれば良いので、全てのAGCモードで基準値を記憶するのに必要な記憶素子を持つのに比べ、より小さい回路規模ですむ。以降の直流オフセット電圧調整、つまり微調2動作における調整結果を基準値441に記憶すれば、直流オフセット電圧の時間変動に対する調整は他のAGCモードでも自動的に適応される。この例によれば、回路規模の拡大を見ることなく、AGCモードすべてにわたって直流オフセット電圧の時間変動を調整でき、良好な受信特性を確保することができる。

【0196】(実施の形態5) 次に、図36を参照して、本発明の実施の形態5における無線受信機について説明する。図36は本発明の実施の形態5における、受信手段と送信手段と局部発振手段の構成を示すブロック図である。実施の形態1では、図1に示した受信手段29に必要な第1の局部発振手段13、第2の局部発振手段15、第3の局部発振手段18を1つのPLL周波数シンセサイザで構成する方法について説明した。実施の形態5においては、更に送信手段も含めた無線機において、1つのPLL周波数シンセサイザで、送信及び受信に必要な局部発振手段すべてを構成する方法について説明する。また、図36は受信手段29と送信手段30と

局部発振手段455とからなり、受信手段29は実施の形態5の説明に必要な部分のみを抜き出したものであり、図1に示す受信手段と同一のものである。更に、図36において、図1に示す符号と同一の符号を有する構成部は同様のものである。

【0197】図36において、受信手段29は、アンテナ10と、無線信号受信手段11と、高周波増幅器12aと高周波ミキサ12bからなる高周波アナログ信号処理手段12と、緩衝増幅手段14aと直交ミキサ14bからなる第1の中間周波数信号処理手段14と、第2の中間周波数信号処理手段16と、直交変調器17aとからなり、送信手段30は、送信変調信号発生手段451と、送信直交変調器452と、送信高周波ミキサ453と、高周波アナログ信号増幅手段454とからなり、局部発振手段455は、PLL周波数シンセサイザ101と、第1の分周器102と、1対の直交位相出力を合わせ持つ第2の分周器103と、第1の出力104と、第2の出力105と、PLL周波数シンセサイザの基準発振手段106と、第3の分周器107と、第4の分周器108と、第3の出力109と、PLLの帰還信号456と、第2の分周器103の出力をPLLの帰還信号に切り替えるジャンプスイッチ457と、PLLを構成するn分周器458とから構成される。

【0198】次に、図36を参照して、本発明の実施の形態5における無線受信機について詳細に説明する。無線信号受信手段11と受信手段29及び局部発振手段455の構成は既に実施の形態1における図1及び図2で既に説明しているので省略する。送信手段30は、送信信号発生手段451でI、Q信号を生成し送信直交変調器452と第2の出力105の1対の直交した信号により直交変調し、第1の出力104と送信高周波ミキサ453でアップミキシングし、高周波アナログ信号増幅手段454で所定のレベルに増幅し、無線信号受信手段11を通しアンテナ10から送信する。TDD方式であれば送受信は別タイミングであるため、送信手段と受信手段で共用しても干渉する問題は発生しない。これまで説明してきた受信手段をもとに非常に簡単な構成で無線機を構成することができる。また、ジャンプスイッチ457で、PLLの帰還信号456を開放し、第2の分周器103の出力とn分周器458に接続すると、第1の分周器102と第2の分周器103はn分周器458の1部として構成できる。

【0199】また局部発振手段455を、図3の構成に置き換えることも可能である。これら受信手段、送信手段、PLL周波数シンセサイザを同一半導体集積回路上に構成すると、回路規模と消費電流を大幅に削減することができる。なお、本実施の形態の説明においては、自動利得切り替え動作を有しない実施の形態1を示す図1をもとに説明を行なったが、自動利得切り替え動作を有する実施の形態2（図19）においても適用可能なこ

とは明らかである。

【0200】以上、本発明に関わる実施の形態1乃至5について説明を行なったが、実施の形態1乃至5で説明した内容を、必要に応じて組み合わせた無線受信機及び無線送・受信機を構成することも出来る。

【0201】図による説明は省略するが、以上説明した本発明の実施の形態において、直流オフセット電圧検出手段21、直流オフセット電圧判定手段22、直流オフセット電圧調整制御手段23、直流オフセット電圧調整量保持手段24、受信信号強度判定手段33、利得制御手段31、利得保持手段32等は、AD変換器及びCPU及びROM及びRAM等により構成し、ROM上に前述の直流オフセット電圧調整手段、自動利得制御手段をソフトウェアとして搭載する構成としても良い。

【0202】

【発明の効果】本発明による無線受信機は、上記のように構成され、特に従来のスーパーヘテロダイン方式で用いられる検波手段を有効に活用することができるとともに、無線受信機自体をフィルタレスに構成することができるため、集積化による小型化、低コスト化が可能である。

【0203】本発明による無線受信機は、上記のように構成され、特にPHS、PDCなどのTDMA方式のように、フレーム長の短かい信号フォーマットシステムに対しても支障なく対応できるとともに、直流オフセット電圧調整により、ゼロIF受信機特有のベースバンド部に生じる直流オフセット電圧の影響を取り除くことができるので、直流域においても信号成分が存在する変調方式による信号に対しても、良好な受信特性を得ることができる。

【0204】本発明による無線受信機は、上記のように構成され、特にキャリアリークより直流オフセット電圧を検出・調整するようにしたため、高精度の直流検出系を用いることなく、高精度な調整を行なうことができる。

【0205】本発明による無線受信機は、上記のように構成され、特に直流オフセット電圧の調整は、電源投入時にいったん調整した後は、短時間にしかも高精度に実施できるようにしたため、直流オフセット電圧調整による余分な電力消費を最小限にとどめながら、しかも、温度変動等により直流オフセット電圧の状態の変化が生じてもそれに追従して調整するため、安定した受信特性を確保することができる。

【0206】本発明による無線受信機は、上記のように構成され、特に受信周波数変化による直流オフセット電圧の変動を予め取得するようにしたため、使用するすべての受信周波数にわたって安定した受信特性を確保することができる。

【0207】本発明による無線受信機は、上記のように構成され、特に自動利得制御を行なうようにしたこと

より、ダイナミックレンジを広くとることができ、しかも各利得状態に対応した直流オフセット電圧調整を行なうため、幅広い利得状態において良好な受信特性を得ることができる。さらに振幅制限機能を有する緩衝増幅器と、振幅制限により発生する高調波を除去する周波数帯域制限手段とを備えるようにしたことにより、過大入力受信電界においても良好な受信特性を確保することができる。

【0208】本発明による無線受信機は、上記のように構成され、特に無線信号強度をサンプリングし、予め設定した値とその値からの変化により利得切り替えを行なうようにしたことにより、受信スロットの始まりで確実に利得を切り替えることができ、しかも、ゆっくりした電界強度変動があってもスロット内では利得が切り替わることなく、安定した受信特性を得ることができる。

【0209】本発明による無線受信機は、上記のように構成され、特に複数スロットの受信を行なう場合においても各スロット毎に利得状態を設定でき、すべての利得状態に対応した直流オフセット電圧の調整を行なうようにしたことにより、高速のデータ通信等においても良好な通信特性を保つことができる。本発明による無線受信機は、上記のように構成され、特に第1、第2、第3の局部発振手段を1つの局部発振手段により構成することができるようにしたことにより、回路規模と消費電流の削減を同時に実現することができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態1における無線受信機の基本的な構成を示すブロック図、

【図2】本発明の実施の形態における局部発振手段の構成例を示すブロック図、

【図3】本発明の実施の形態における局部発振手段の構成例を示すブロック図、

【図4】本発明の実施の形態における直流オフセット電圧検出・制御手段の構成を示すブロック図、

【図5】本発明の実施の形態における無線信号を遮断する手段を示すブロック図、

【図6】本発明の実施の形態における無線信号を遮断する手段を示すブロック図、

【図7】本発明の実施の形態における、ベースバンド増幅器及びDAコンバータにより直流オフセット電圧を調整する手段を示すブロック図、

【図8】本発明の実施の形態におけるDAコンバータの構成を示すブロック図、

【図9】(A)本発明の実施の形態における直流オフセット電圧調整の手順を示すフローチャート、(B)本発明の実施の形態におけるI側粗調動作を示すフローチャート、(C)本発明の実施の形態におけるI側微調動作を示すフローチャート、

【図10】本発明の実施の形態における、使用する周波数帯域全てに直流オフセット電圧の時間変動を対応させ

る直流オフセット電圧調整量保持手段と直流オフセット電圧調整制御手段の構成を示すブロック図、

【図11】本発明の実施の形態における、帯域を変変とする低域通過フィルタ及びチャネル選択フィルタの、サレンキ型フィルタによる構成例を示すブロック図、

【図12】本発明の実施の形態における、帯域を変変とする低域通過フィルタ及びチャネル選択フィルタの、gmアンプを用いたバイカッド型フィルタによる構成例を示すブロック図、

【図13】本発明の実施の形態における、直交変調器信号入力または局部発振入力の切り離し回路の構成例を示すブロック図、

【図14】本発明の実施の形態における、直流オフセット電圧調整をより高精度に行なう動作手順を示すフローチャート(I側粗調動作のみを記載したもの)、

【図15】本発明の実施の形態における、直流オフセット電圧調整をより高精度に行なう動作手順を示すフローチャート(I側微調動作のみを記載したもの)、

【図16】本発明の実施の形態における直流オフセット電圧調整の時間変動の更新方法を示すフローチャート、

【図17】本発明の実施の形態における直流オフセット電圧調整の時間変動の更新方法において、DAコンバータ値制御方法の一例を示す図表、

【図18】本発明の実施の形態における直流オフセット電圧調整の異常を検出し復帰する手順を示すフローチャート、

【図19】本発明の実施の形態2における無線受信機の基本的な構成を示すブロック図、

【図20】本発明の実施の形態2における第1の中間周波数信号処理手段の構成例を示すブロック図、

【図21】本発明の実施の形態2における利得切り替えの設定例を示す図表、

【図22】本発明の実施の形態2における第1の中間周波数信号処理手段による受信特性の測定結果を示す特性図、

【図23】本発明の実施の形態2における、受信信号強度検出手段の動作特性を示すグラフ図、

【図24】本発明の実施の形態2における、連続受信モードの動作を示すグラフ図、

【図25】本発明の実施の形態2における、利得切り替えの論理例を示す図表、

【図26】本発明の実施の形態2における、利得切り替えの手順を示すフローチャート、

【図27】本発明の実施の形態2における、利得切り替えの論理例を示す図表、

【図28】本発明の実施の形態2における、利得切り替え判定系を2系統有する場合の動作を示すタイミング図、

【図29】本発明の実施の形態2における、利得切り替え判定系を2系統有する場合の利得切り替え判定論理を



示す図表、

【図30】本発明の実施の形態2における、バースト受信モードでの直流オフセット電圧調整動作の例を表す概念図、

【図31】本発明の実施の形態2における、連続受信モードでの直流オフセット電圧調整動作の例を表す概念図、

【図32】本発明の実施の形態2における、複数スロット受信動作での直流オフセット電圧調整動作の例を表す概念図、

【図33】本発明の実施の形態2における、複数スロット受信動作での利得切り替えの動作を表す概念図、

【図34】本発明の実施の形態3におけるDAコンバータの構成を示すブロック図、

【図35】本発明の実施の形態4における、すべての利得状態に対し、直流オフセット電圧の時間変動に対応させる直流オフセット電圧調整量保持手段と直流オフセット電圧調整制御手段の構成例を示すブロック図、

【図36】本発明の実施の形態5における、受信手段と送信手段と局部発振手段の構成例を示すブロック図、

【図37】直流オフセット電圧調整機能と自動利得制御機能を有するゼロIF受信機の第1の従来例を示すブロック図、

【図38】従来のゼロIF受信機において、利得切り替えによる直流バイアスの変動を示す波形図、

【図39】直流オフセット電圧調整機能と自動利得制御機能を有するゼロIF受信機の第2の従来例を示すブロック図、

【図40】直流オフセット電圧調整機能と自動利得制御機能を有するゼロIF受信機の第3の従来例を示すブロック図、

【図41】直流オフセット電圧調整を行なう際に、無線信号を無入力とする従来の構成を示す図、

【図42】(A) TDMA/TDDシステムの信号フォーマットの例を示す図、(B) TDMAシステムにおける受信制御スロットのフォーマットの例を示す図、

(C) TDMAシステムにおける受信通信スロットのフォーマットの例を示す図。

【符号の説明】

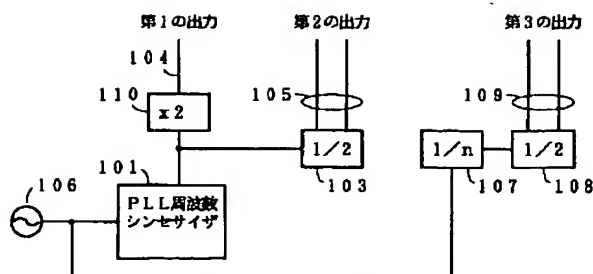
- |     |          |                 |                  |
|-----|----------|-----------------|------------------|
| 10  | アンテナ     | 12              | 高周波アナログ信号処理手段    |
| 11  | 無線信号受信手段 | 12a             | 高周波増幅器           |
| 11a | 高周波フィルタ  | 12b             | 高周波ミキサ           |
| 11b | アンテナスイッチ | 12c             | 電源スイッチ           |
|     |          | 13              | 第1の局部発振手段        |
|     |          | 14              | 第1の中間周波数信号処理手段   |
|     |          | 14a             | 緩衝増幅器            |
|     |          | 14b             | 直交ミキサ            |
|     |          | 15              | 第2の局部発振手段        |
|     |          | 15a、18a         | 発振器              |
|     |          | 15b             | 90度移相器           |
|     |          | 16              | 第2の中間周波数信号処理手段   |
|     |          | 16a、16d         | 第1のベースバンド増幅器     |
|     |          | 16b、16e         | チャネル選択フィルタ       |
|     |          | 16c、16f         | 第2のベースバンド増幅器     |
|     |          | 17              | 第3の中間周波数信号処理手段   |
|     |          | 17a             | 直交変調器            |
|     |          | 17b             | 帯域通過フィルタ         |
|     |          | 17c             | リミッタアンプ          |
|     |          | 18              | 第3の局部発振手段        |
|     |          | 18b             | 分周器              |
|     |          | 18c             | 移相器              |
|     |          | 19              | 受信信号強度検出手段       |
|     |          | 20              | 検波手段             |
|     |          | 21              | 直流オフセット電圧検出手段    |
|     |          | 21a             | 増幅器              |
|     |          | 21b、21c         | 位相検波器            |
|     |          | 21d             | スイッチ             |
|     |          | 21e             | 低域通過フィルタ         |
|     |          | 22              | 直流オフセット電圧判定手段    |
|     |          | 22a、22b         | 比較器              |
|     |          | 22c、22d         | 基準電圧             |
|     |          | 22e             | バイアス電圧           |
|     |          | 23              | 直流オフセット電圧調整制御手段  |
|     |          | 24              | 直流オフセット電圧調整量保持手段 |
|     |          | 25              | 第1の直流オフセット電圧調整手段 |
|     |          | 25a、26a、27a、28a | DAコンバータ          |
|     |          | 25b、26b、27b、28b | 減算器              |
|     |          | 26              | 第2の直流オフセット電圧調整手段 |
|     |          | 27              | 第3の直流オフセット電圧調整手段 |
|     |          | 28              | 第4の直流オフセット電圧調整手段 |
|     |          | 29              | 受信手段             |
|     |          | 30              | 送信手段             |

The diagram illustrates a radio receiver architecture. It begins with an antenna (10) connected to a receiving section (29) containing a bandpass filter (11a) and a variable capacitor (11b). The signal path then branches into two main processing chains:

- First Frequency Conversion Chain (Left):** The received signal (12a) is mixed with a local oscillator signal (12b) in a mixer (12c). The output (12d) is filtered by a bandpass filter (13) and then mixed with a reference signal (13a) in a mixer (13b). The resulting signal (13c) is filtered by a bandpass filter (14) and then mixed with another reference signal (14a) in a mixer (14b). The final output (14c) is filtered by a bandpass filter (15).
- Second Frequency Conversion Chain (Right):** The signal (16a) is mixed with a local oscillator signal (16b) in a mixer (16c). The output (16d) is filtered by a bandpass filter (17) and then mixed with a reference signal (17a) in a mixer (17b). The resulting signal (17c) is filtered by a bandpass filter (18) and then mixed with another reference signal (18a) in a mixer (18b). The final output (18c) is filtered by a bandpass filter (19).

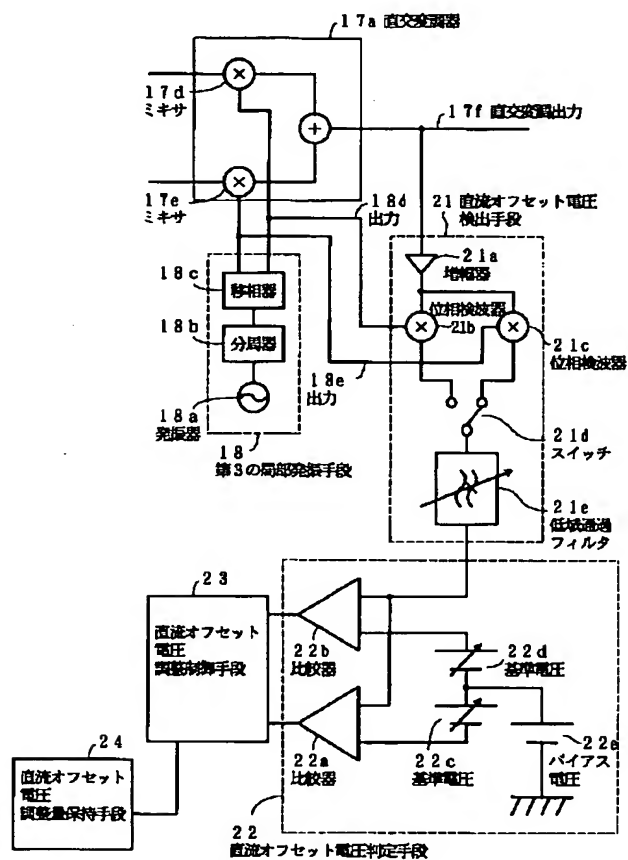
The system also includes a PLL-based frequency synthesizer (20) that generates the local oscillator signals (12b, 16b, 17a, 18a) from a reference signal (21). The synthesizer consists of a phase-locked loop (22) with a phase detector (22a), a frequency divider (22b), and a voltage-controlled oscillator (22c). The output of the PLL (22d) is divided by a divider (23) to produce the various reference signals (23a, 23b, 23c, 23d) used in the mixing stages.

【図 3】



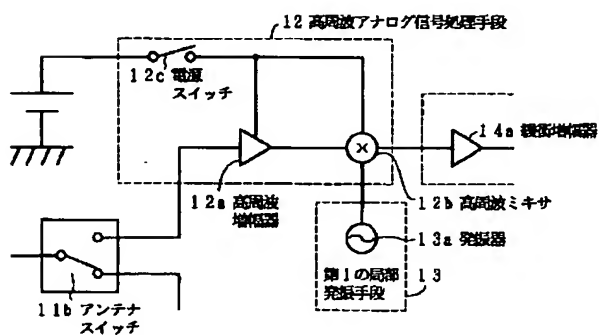
【図 5】

【图4】

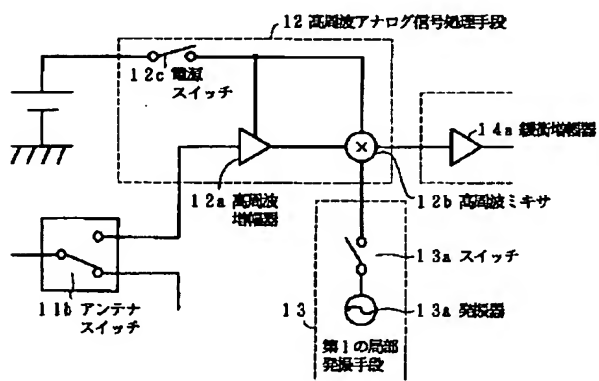


【图 17】

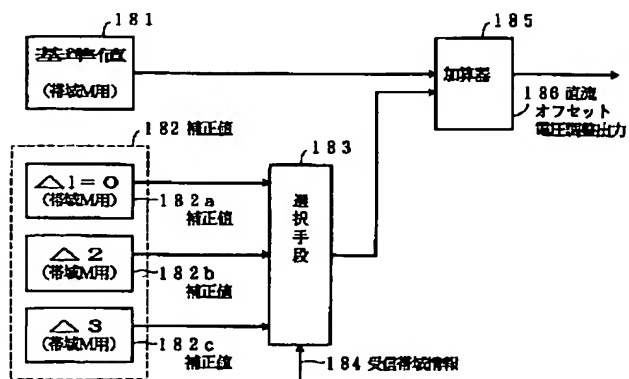
条 件	DAコンバート値
1 増加の半回転数が3回中2回以上	1 増加
1 減少の半回転数が3回中2回以上	1 減少
上記以外	変化なし



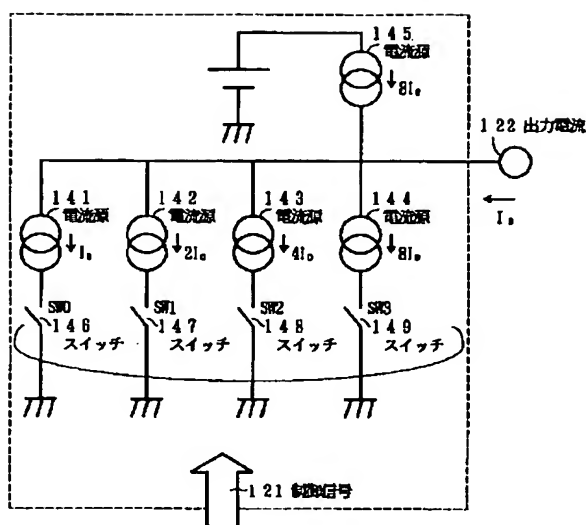
【図 6】



【図 10】

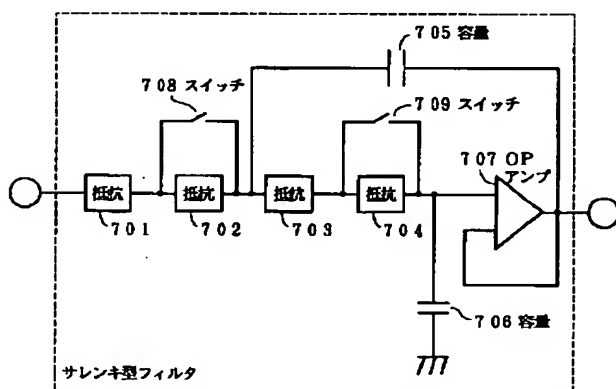


【図 8】

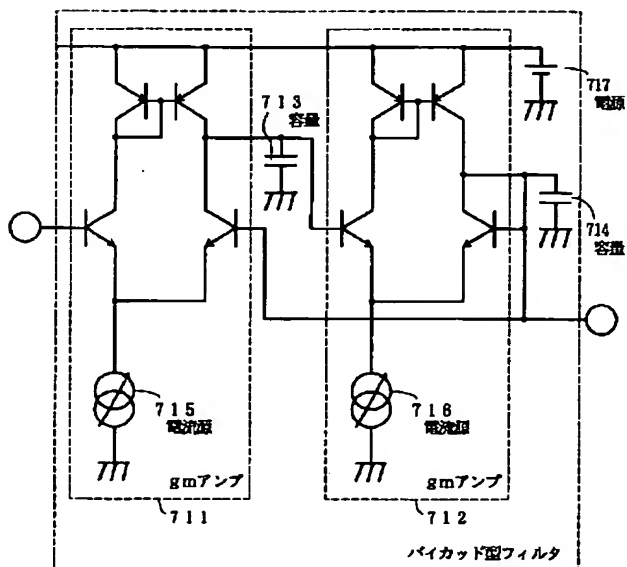


【图 1 1】

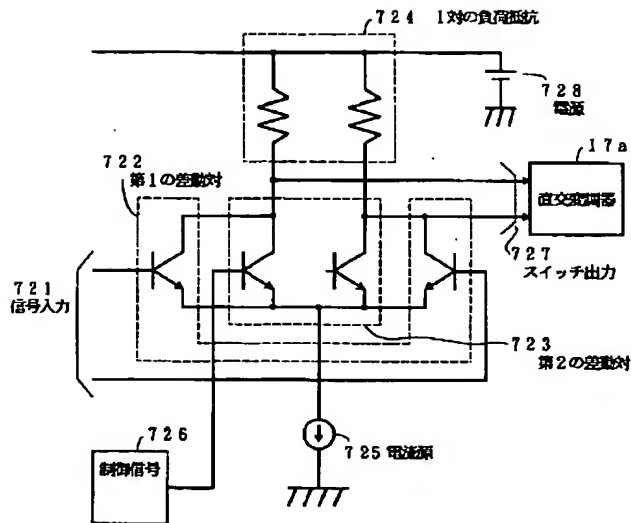
【図 9】



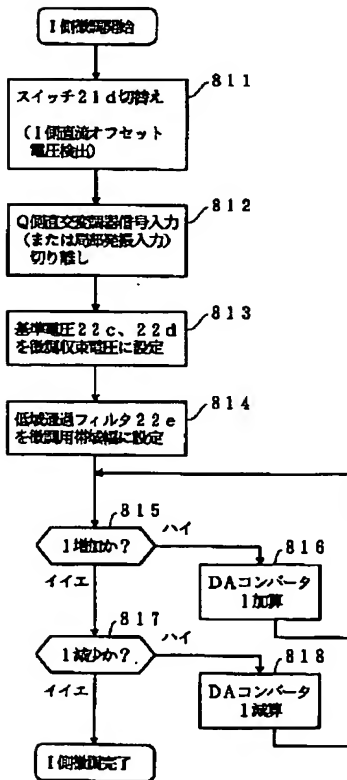
【図 12】



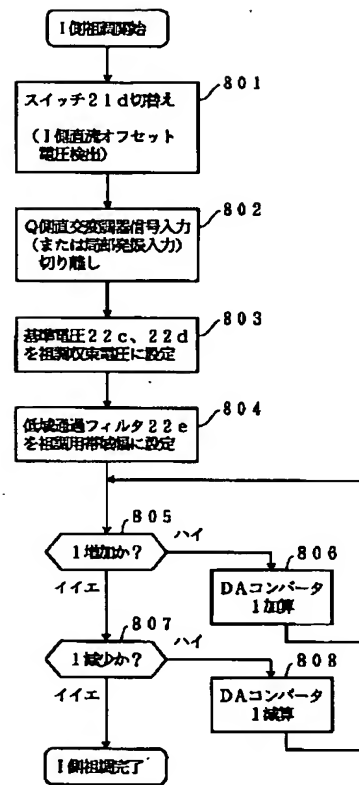
【図13】



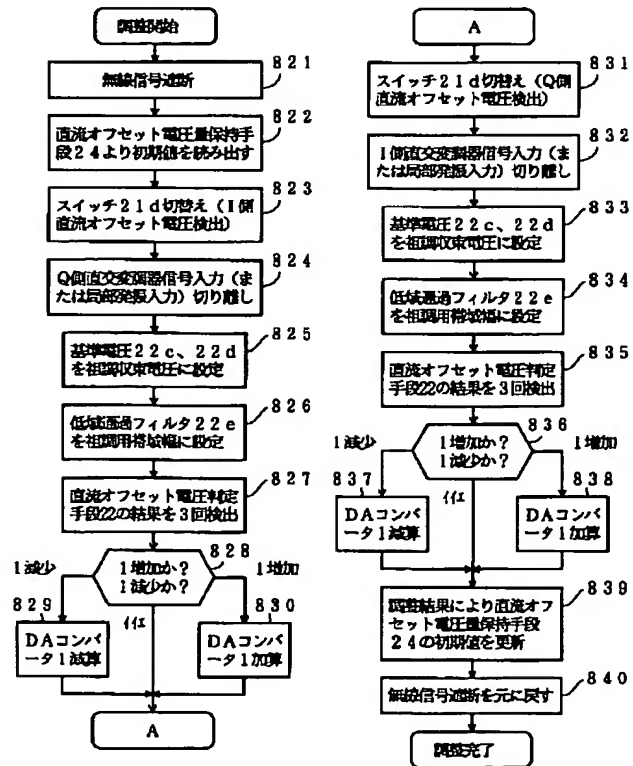
【図15】



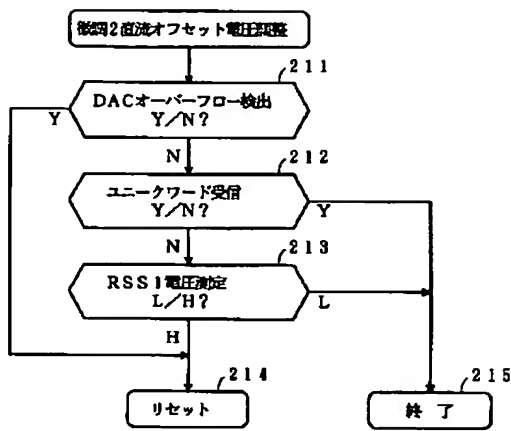
【図14】



【図16】



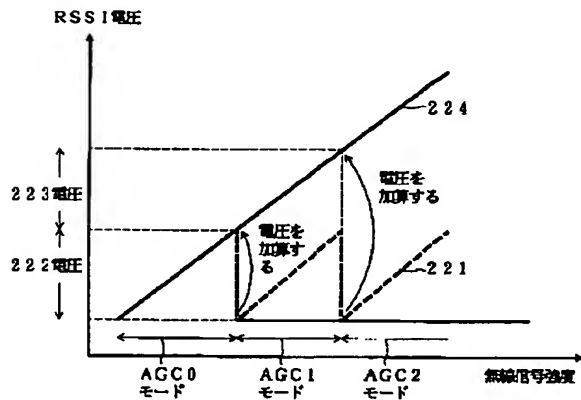
【図18】



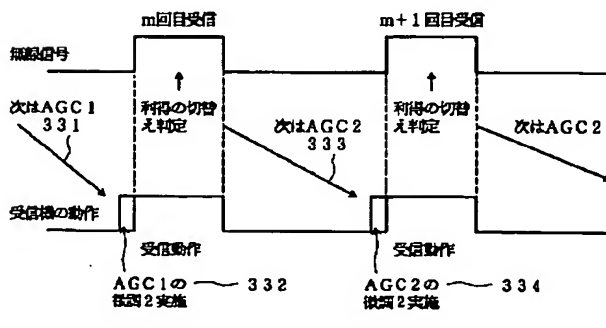
【図21】

各部の利得変化	AGC0モード	AGC1モード	AGC2モード
図14cの利得増幅部 14c	0 dB	0 dB	-15 dB
第1のベースバンド増幅部 14b	0 dB	-15 dB	-15 dB

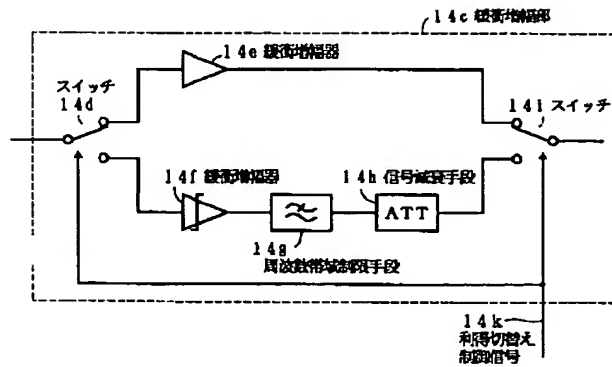
【図23】



【図30】

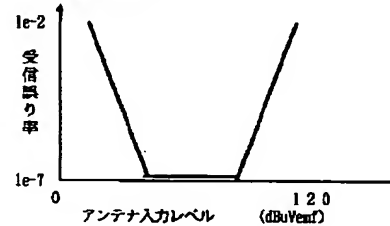


【図20】

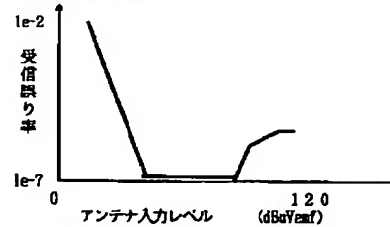


【図22】

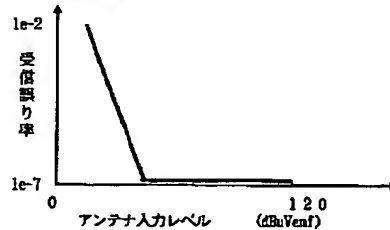
(A) 受信誤り率特性



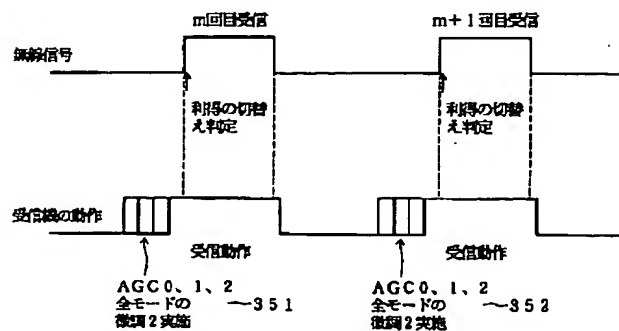
(B) 受信誤り率特性



(C) 受信誤り率特性

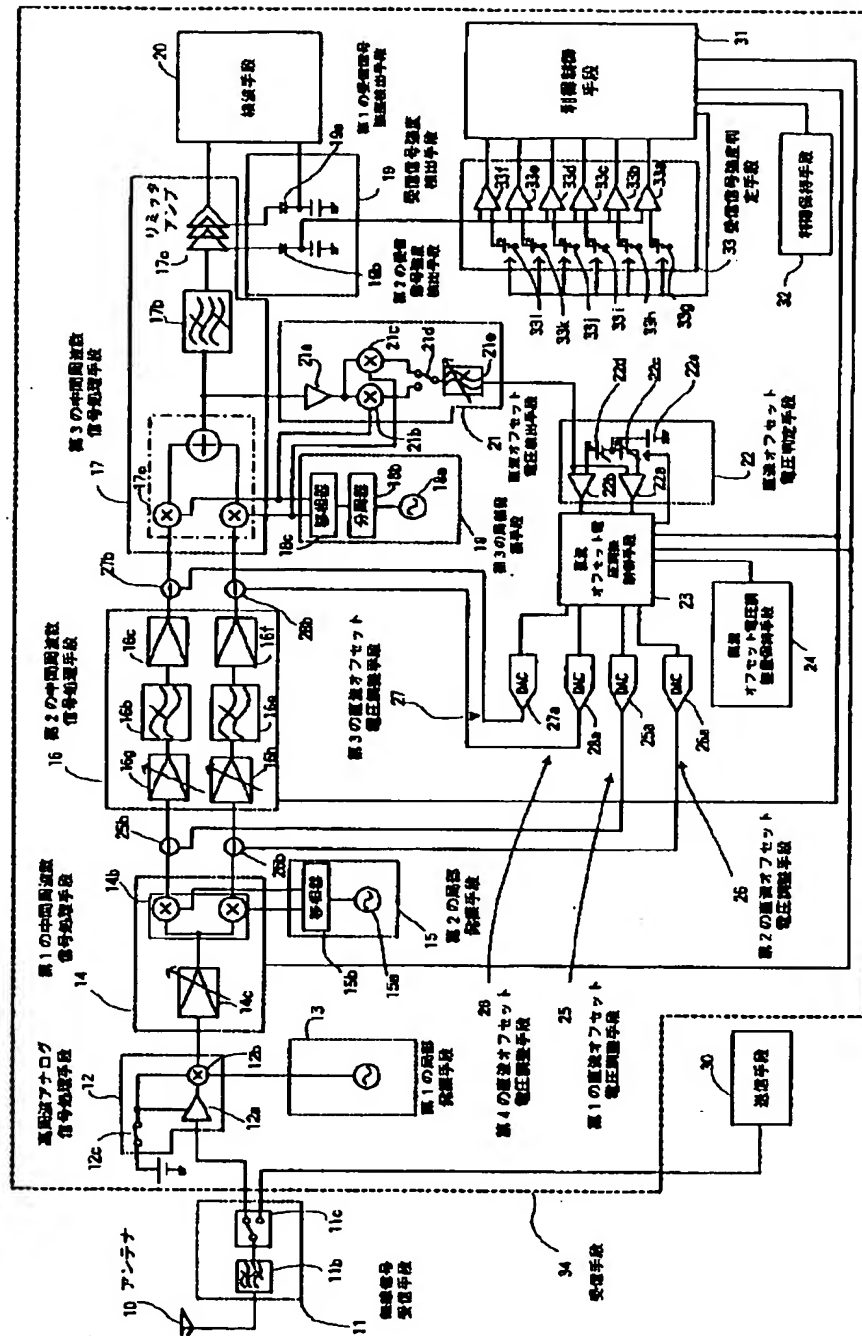


【図31】

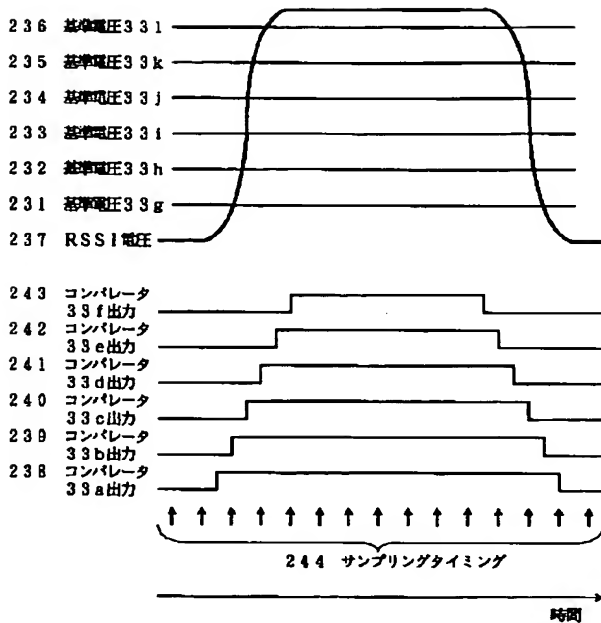




【図 19】



【図24】



【図25】

(A) 利得を下げる場合

n-1回目のサンプル値			n回目のサンプル値			現在の利得状態	次の利得状態
33f	33e	33d	33f	33e	33d		
0	0	1	1	1	1	AGC0モード	AGC1モード
0	0	0	1	1	1	AGC0モード	AGC1モード
0	0	0	0	1	1	AGC0モード	AGC1モード
上記以外の場合						AGC0モード	AGC0モード
0	0	1	1	1	1	AGC1モード	AGC2モード
0	0	0	1	1	1	AGC1モード	AGC2モード
0	0	0	0	1	1	AGC1モード	AGC2モード
上記以外の場合						AGC1モード	AGC1モード

(B) 利得を上げる場合

n-1回目のサンプル値			n回目のサンプル値			現在の利得状態	次の利得状態
33c	33b	33a	33c	33b	33a		
1	1	1	0	0	1	AGC2モード	AGC1モード
1	1	1	0	0	0	AGC2モード	AGC1モード
0	1	1	0	0	0	AGC2モード	AGC1モード
上記以外の場合						AGC2モード	AGC2モード
1	1	1	0	0	1	AGC1モード	AGC0モード
1	1	1	0	0	0	AGC1モード	AGC0モード
0	1	1	0	0	0	AGC1モード	AGC0モード
上記以外の場合						AGC1モード	AGC1モード

【図27】

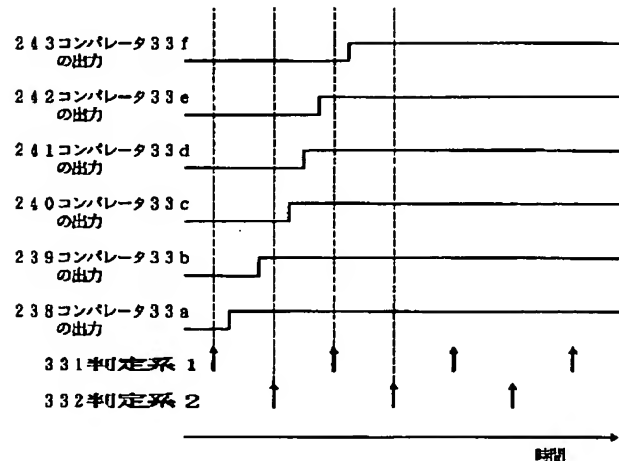
(A) 利得を下げる場合

n-1回目のサンプル値			n回目のサンプル値			現在の利得状態	次の利得状態
33f	33e	33d	33f	33e	33d		
0	0	1	1	1	1	AGC0モード	AGC1モード
0	0	0	1	1	1	AGC0モード	AGC1モード
0	0	0	0	1	1	AGC0モード	AGC1モード
上記以外の場合						AGC0モード	AGC0モード
0	0	1	1	1	1	AGC1モード	AGC2モード
0	0	0	1	1	1	AGC1モード	AGC2モード
0	0	0	0	1	1	AGC1モード	AGC2モード
上記以外の場合						AGC1モード	AGC1モード

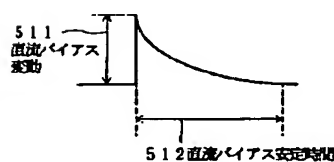
(B) 利得を上げる場合

n-1回目のサンプル値			n回目のサンプル値			現在の利得状態	次の利得状態
33c	33b	33a	33c	33b	33a		
1	1	1	0	0	1	AGC2モード	AGC1モード
無視						AGC2モード	AGC1モード
上記以外の場合						AGC2モード	AGC2モード
1	1	1	0	0	1	AGC1モード	AGC0モード
無視						AGC1モード	AGC0モード
上記以外の場合						AGC1モード	AGC1モード

【図28】



【図38】



```

graph TD
    1((1)) -- 287 --> AGC1Switch[AGC 1モードへの切替え動作]
    AGC1Switch -- 287 --> AGC1Set[AGC 1モードに設定]
    AGC1Set -- 288 --> DCOffsetAGC1[直流オフセット電圧調整 AGC 1モードに設定]
    DCOffsetAGC1 -- 289 --> RSSIAGC1[受信信号強度判定手段基準電圧 AGC 1モードに設定]
    RSSIAGC1 -- 270 --> WaitStable1[安定待ち]
    WaitStable1 -- 271 --> SampleResult1[判定結果サンプリング]
    SampleResult1 -- 272 --> GainDecide1{{利得上げるか?  
利得下げるか?}}
    GainDecide1 -- 上げる -- 272 --> 2((2))
    GainDecide1 -- 下げる -- 272 --> 3((3))

    3((3)) -- 273 --> AGC2Switch[AGC 2モードへの切替え動作]
    AGC2Switch -- 273 --> GainStateAGC2[利得状態AGC 2モードに設定]
    GainStateAGC2 -- 274 --> DCOffsetAGC2[直流オフセット電圧調整 AGC 2モードに設定]
    DCOffsetAGC2 -- 275 --> RSSIAGC2[受信信号強度判定手段基準電圧 AGC 2モードに設定]
    RSSIAGC2 -- 276 --> WaitStable2[RSSI安定待ち]
    WaitStable2 -- 277 --> SampleResult2[信号強度判定結果サンプリング]
    SampleResult2 -- 278 --> GainDecide2{{利得上げるか?}}
    GainDecide2 -- ハイ -- 278 --> 1_286((1))
    GainDecide2 -- イイエ -- 278 --> 3((3))

    2((2)) --> 4((4))
    3((3)) --> 4((4))
    1_286((1)) --> 4((4))

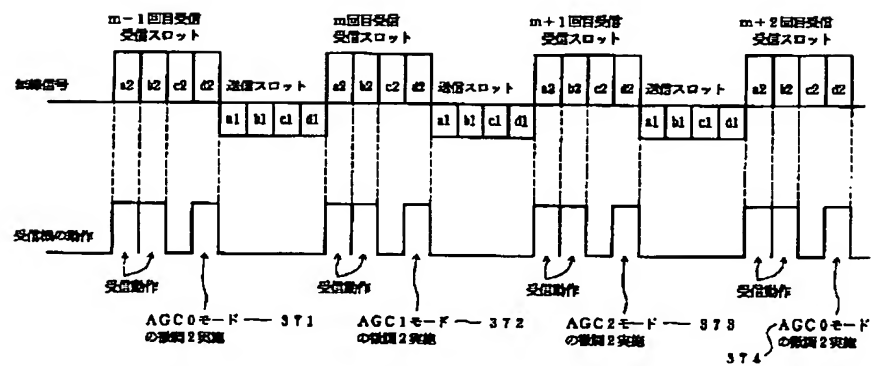
    4((4)) --> EndMode283{{連続受信モード終了?}}
    EndMode283 -- ハイ -- 283 --> 4_283((4))
    EndMode283 -- イイエ -- 283 --> SampleResult3[信号強度判定結果サンプリング]
    SampleResult3 -- 284 --> GainDecide3{{利得下げるか?}}
    GainDecide3 -- ハイ -- 285 --> 1((1))
    GainDecide3 -- イイエ -- 285 --> 4_285((4))
    4_285((4)) --> EndMode285[連続受信モード終了]
  
```

Figure 1 is a block diagram of a radio receiver system. It includes an antenna (501) connected to a switch (559a). The switch (559a) is part of a switch mechanism (559) and can route the signal either to a high-frequency analog signal processing unit (551) or to a series of two more switches (559b and 559c) which are connected to a tuner (552).

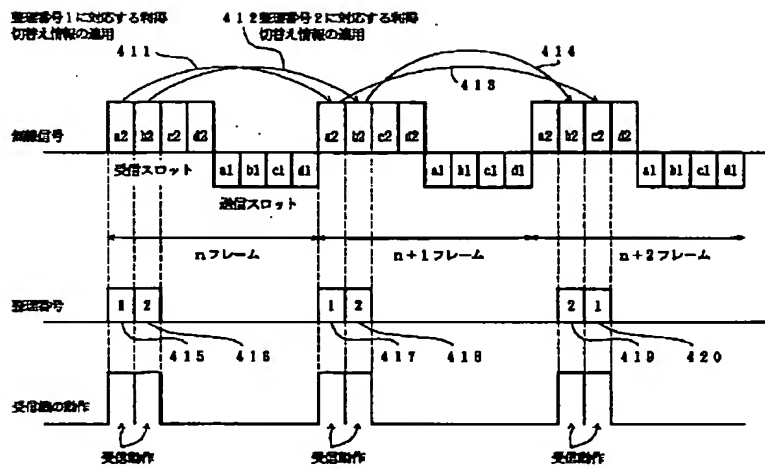
【図29】

判定系1の結果	利得切替えなし	利得を上げる	利得切替えなし	利得を下げる	利得切替えなし	利得を上げる	利得を下げる
判定系2の結果	利得切替えなし	利得切替えなし	利得を上げる	利得切替えなし	利得を下げる	利得を下げる	利得を上げる
利得切替え判定	利得切替えなし	利得を上げる	利得を上げる	利得を下げる	利得を下げる	利得切替えなし	利得切替えなし

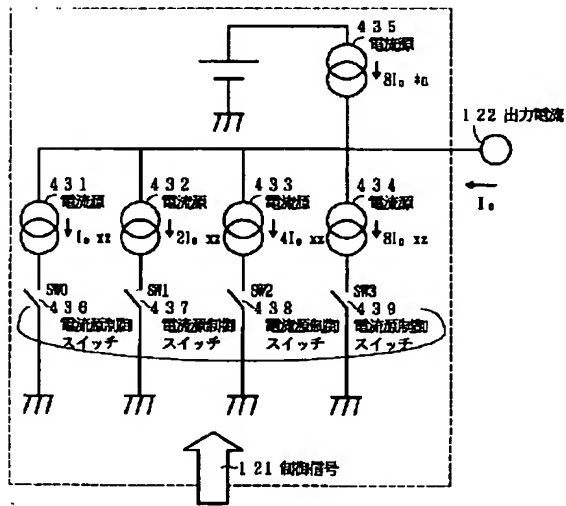
【図32】



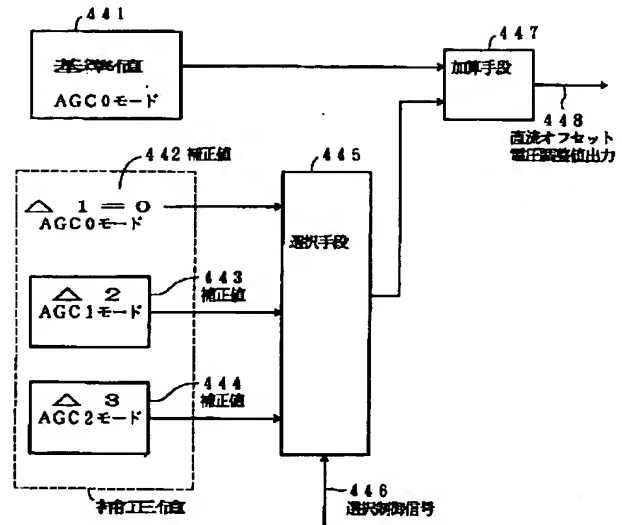
【図33】



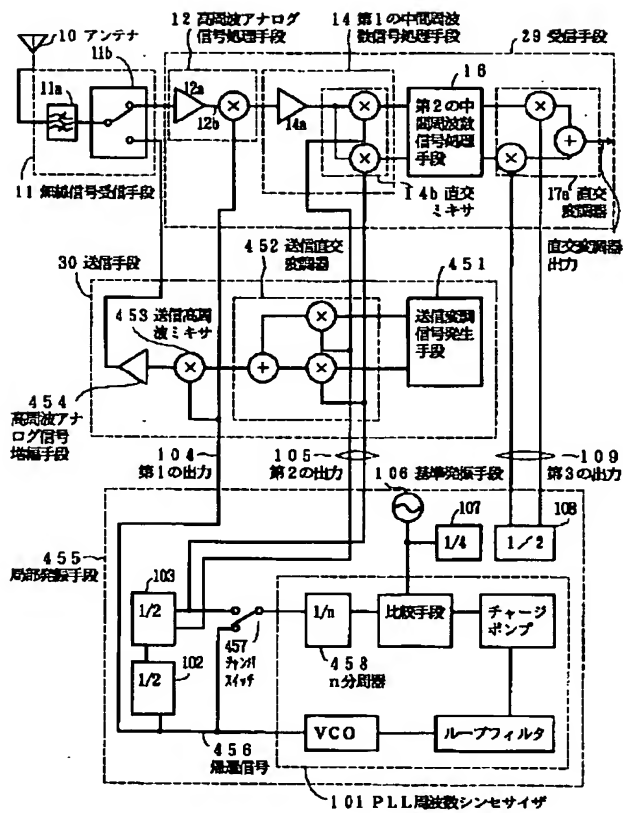
【図34】



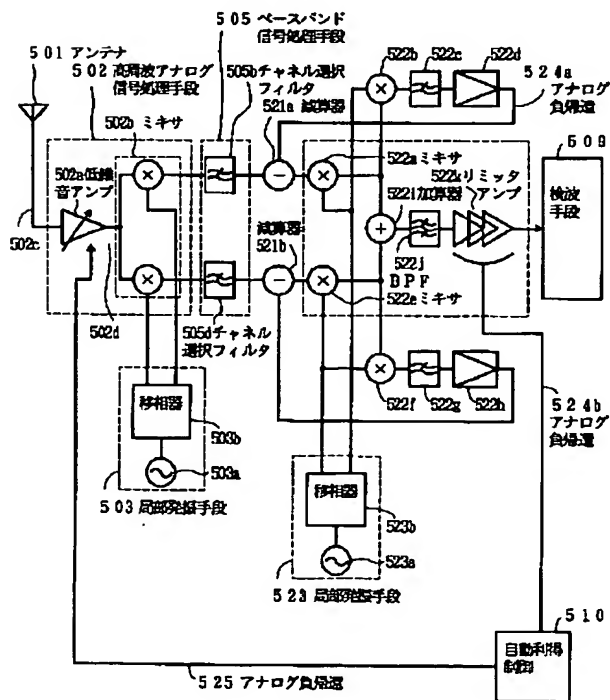
【図35】



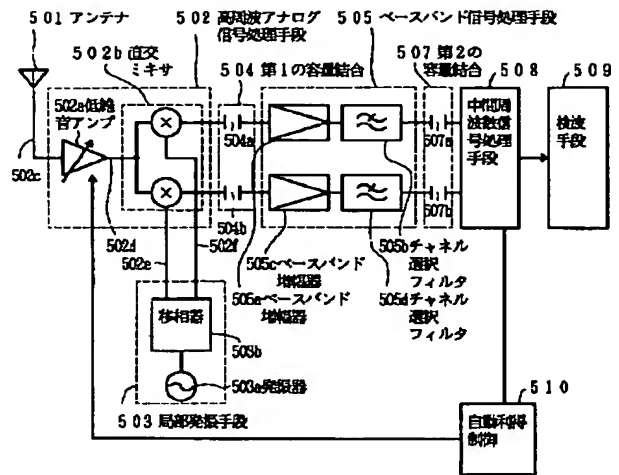
【図36】



【図39】

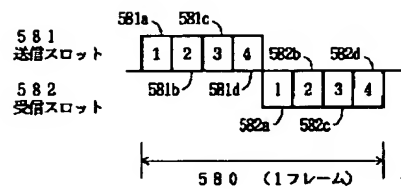


【図37】

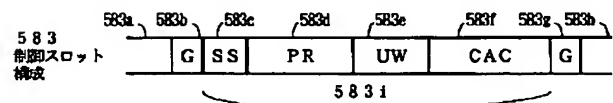


【図42】

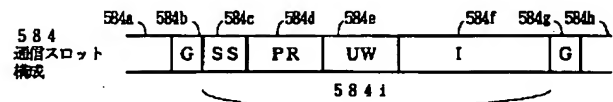
(A)



(B)

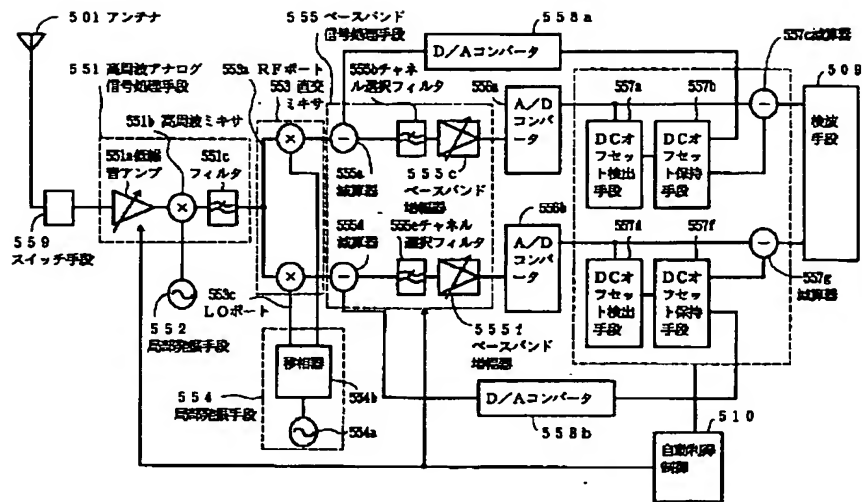


(C)





【図40】



フロントページの続き

(72)発明者 山田 一則  
 石川県金沢市彦三町二丁目1番45号 株式  
 会社松下通信金沢研究所内  
 (72)発明者 春木 宏志  
 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1  
 号 松下通信工業株式会社内

(72)発明者 宇井 孝  
 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1  
 号 松下通信工業株式会社内  
 (72)発明者 長瀬 幸一  
 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1  
 号 松下通信工業株式会社内

Fターム(参考) 5K004 AA05 AA08 FA05 FH04 FH06  
 JH03 JJ06  
 5K020 AA08 DD21 EE02 EE03 EE04  
 EE05 GG10 GG11 GG25 LL01

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER: \_\_\_\_\_**

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**